

---

# DIPLOMARBEIT

---

Herr  
**Marcel Machate**

**Auslegung und Entwicklung  
der leistungselektronischen  
Ansteuerung für einen hoch-  
dynamischen Gleichstrom-  
antrieb**

Mittweida, 2014

# **DIPLOMARBEIT**

---

## **Auslegung und Entwicklung der leistungselektronischen Ansteuerung für einen hoch- dynamischen Gleichstrom- antrieb**

Autor:

**Herr**

**Marcel Machate**

Studiengang:

**Elektro- und Informationstechnik**

Seminargruppe:

**EI09wE-D**

Erstprüfer:

**Prof. Dr.-Ing. Lutz Rauchfuß**

Zweitprüfer:

**Dipl. Ing. (FH) Jan Roloff**

Einreichung:

**Mittweida, 24.06.2014**

Verteidigung/Bewertung:

**Mittweida, 09.07.2014**

Faculty of

Information Technology & Electrical Engineering

---

# **DIPLOMA THESIS**

---

## **Design and development of a power electronic control sys- tem for a highly dynamic DC motor**

author:

**Mr.**

**Marcel Machate**

course of studies:

**Electrical and Information Engineering**

seminar group:

**EI09wE-D**

first examiner:

**Prof. Dr.-Ing. Lutz Rauchfuß**

second examiner:

**Dipl. Ing. (FH) Jan Roloff**

submission:

**Mittweida, 24.06.2014**

defence/evaluation:

**Mittweida, 09.07.2014**

Bibliografische Beschreibung:

Machate, Marcel:

Auslegung und Entwicklung der leistungselektronischen Ansteuerung für einen hochdynamischen Gleichstromantrieb – 2014. 66 Seiten Hauptteil, 30 Seiten Anlagen, 40 Abbildungen, 3 Tabellen.

Mittweida, Hochschule Mittweida, Fakultät Elektro- und Informationstechnik, Diplomarbeit, 2014

Referat:

In der vorliegenden Arbeit wird die Auslegung und Entwicklung der leistungselektronischen Ansteuerung für einen hochdynamischen Gleichstromantrieb beschrieben. Dieser ist für die praktische Ausbildung der Studenten der Fachrichtung Elektrotechnik an der Hochschule Mittweida vorgesehen. Die Hauptaufgabe ist die Auswahl und Dimensionierung der Baugruppen und die Programmierung für einen Einphasenwechselrichter (Pulssteller). Umgesetzt werden die Ansteuerungen: Zwei-, Dreipunkt- und PI-Kaskaden-Regelung, deren Optimierung und Betrachtung des energetischen Verhaltens. Es wurde das Leistungsmodul EVB CP25TD1-24A von Mitsubishi und eine Steuerung ADSP BF537 von Analog Devices verwendet.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis .....</b>	<b>III</b>
<b>Tabellenverzeichnis .....</b>	<b>V</b>
<b>Gleichungsverzeichnis .....</b>	<b>VI</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis .....</b>	<b>VII</b>
<b>1 Einleitung.....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivation.....	1
1.2 Zielsetzung.....	1
1.3 Stand der Technik .....	2
1.3.1 IGBT.....	2
1.3.2 DSP.....	3
1.4 Kapitelübersicht.....	4
<b>2 Grundlagen .....</b>	<b>6</b>
2.1 Rechercheergebnisse .....	6
2.1.1 Leistungselektronik.....	6
2.1.2 Steuerung.....	7
2.2 H-Brücken Schaltungstopologie .....	8
<b>3 Simulation des Einphasenwechselrichters .....</b>	<b>12</b>
3.1 Zur Simulation .....	12
3.2 Zwischenkreiskondensator .....	13
3.3 Regler .....	14
3.3.1 Zweipunktregler.....	14
3.3.2 Dreipunktregler.....	15
3.3.3 PI-Regler mit Pulsweitenmodulation .....	16
<b>4 Auslegung der Komponenten .....</b>	<b>22</b>
4.1 Leistungsmodul .....	22
4.2 Kühlkörper.....	24
4.3 Zwischenkreiskondensator .....	28
4.4 Widerstände.....	29

Inhaltsverzeichnis	II
4.4.1	Einschaltwiderstand ..... 29
4.4.2	Entladewiderstand..... 29
4.4.3	Chopper-Widerstand ..... 31
4.4.4	Temperaturmesswiderstand ..... 32
4.4.5	Shunt..... 32
4.4.6	Gatewiderstände ..... 32
4.5	Sensoren..... 34
4.5.1	Strom ..... 34
4.5.2	Spannung..... 35
4.6	Pegelanpassung..... 35
4.7	DSP..... 36
<b>5</b>	<b>Aufbau..... 38</b>
5.1	Sicherheitskonzept ..... 39
5.2	Schaltschrank..... 40
5.3	Leistungselektronik..... 42
5.4	Steuerung..... 44
<b>6</b>	<b>Programmierung ..... 45</b>
6.1	Display ..... 45
6.2	DSP..... 47
6.2.1	Initialisierung ..... 50
6.2.2	TWI ..... 52
6.2.3	Schutzfunktionen..... 54
6.2.4	Ansteuerung..... 55
<b>7</b>	<b>Inbetriebnahme..... 57</b>
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick..... 64</b>
Literaturverzeichnis	VIII
Anlagenverzeichnis.....	XI
<b>Selbstständigkeitserklärung</b>	

# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Brückenschaltung .....	9
Abbildung 2: Ansteuerdiagramm .....	10
Abbildung 3: Weg des Ankerstroms bei allgemeiner Ansteuerung.....	11
Abbildung 4: Weg des Ankerstroms bei modifizierter Ansteuerung.....	11
Abbildung 5: Simulationsschaltung .....	13
Abbildung 6: Zwischenkreisspannung .....	14
Abbildung 7: Aufbau Zweipunktregler.....	15
Abbildung 8: Sprungantwort Zweipunktregler .....	15
Abbildung 9: Aufbau Dreipunktregler.....	16
Abbildung 10: Sprungantwort Dreipunktregler .....	16
Abbildung 11: PWM-Signal.....	17
Abbildung 12: Aufbau PWM-Ansteuerung .....	17
Abbildung 13: Kaskadenstruktur GSM.....	18
Abbildung 14: Betragsoptimum – Sprungantwort.....	19
Abbildung 15: symmetrisches Optimum – Sprungantwort.....	21
Abbildung 16: maximale Einschaltzeit .....	23
Abbildung 17: Bondverbindung .....	25
Abbildung 18: Aufbau Halbleiter – Kühlkörper .....	25
Abbildung 19: thermisches Ersatzschaltbild .....	26
Abbildung 20: Schaltverluste .....	27
Abbildung 21: Temperaturverlauf NTC .....	32
Abbildung 22: Schaltgeschwindigkeit .....	34
Abbildung 23: Störung des Fehlersignals .....	36
Abbildung 24: Blockschaltbild .....	38
Abbildung 25: Schaltschrank .....	41
Abbildung 26: Oberflächenrauheit .....	43
Abbildung 27: Steuerung mit Leistungselektronik .....	44
Abbildung 28: Display.....	46
Abbildung 29: Programmablaufplan .....	49
Abbildung 30: Timer-Block-Diagramm.....	52
Abbildung 31: Daten aus Sendepuffer abholen .....	53
Abbildung 32: DSP Umschaltzeit.....	56
Abbildung 33: Summentotzeit.....	59
Abbildung 34: zweipunkt geregelte Drehzahl.....	61

---

Abbildung 35: dreipunkt geregelte Drehzahl.....	61
Abbildung 36: PWM geregelte Drehzahl.....	62
Abbildung 37: Umbau Leistungsteil .....	63
Abbildung 38: Wiederaufladevorgang Ladungspumpenspannung.....	XXIX
Abbildung 39: Ladungspumpenspannung bei 14 kHz.....	XXIX
Abbildung 40: Datenblatt Klemmnabenkupplung .....	XXX

---

# Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: ADC Kanalzuordnung .....	51
Tabelle 2: gesendete Bytes des Displays .....	XXV
Tabelle 3: Auszug Datenblatt Drehmomentsensor .....	XXX

# Gleichungsverzeichnis

Gleichung 1: Maschengleichung bei allgemeiner Ansteuerung.....	10
Gleichung 2: Tastverhältnis .....	17
Gleichung 3: Ankerzeitkonstante .....	18
Gleichung 4: mechanische Zeitkonstante .....	18
Gleichung 5: Betragsoptimum .....	19
Gleichung 6: symmetrisches Optimum .....	20
Gleichung 7: Anlaufstrom der verwendeten GSM.....	22
Gleichung 8: Gleichrichterdiode-Verlustleistung .....	26
Gleichung 9: Leitverlustleistung.....	26
Gleichung 10: Schaltverlustleistung.....	27
Gleichung 11: thermischer Widerstand des Kühlkörpers .....	27
Gleichung 12: maximaler Gleichrichtwert der B6U Spannung .....	28
Gleichung 13: Spitzenwert der B6U.....	28
Gleichung 14: Entladewiderstand.....	30
Gleichung 15: Impulsverlustleistung .....	31
Gleichung 16: Chopper-Widerstand .....	31
Gleichung 17: Shunt-Widerstand.....	32
Gleichung 18: Mindest-Gatewiderstand.....	33

# Abkürzungsverzeichnis

<b><math>\Delta n</math></b>	Drehzahländerung
<b>AC</b>	Wechselstrom (engl. alternating current)
<b>ADC</b>	Analog-Digital-Wandler (engl. analog digital converter)
<b>B6U</b>	Sechspuls-Brückengleichrichter
<b>BE</b>	Bauelement
<b>BO</b>	Betragsoptimum
<b><math>C_{zk}</math></b>	Zwischenkreiskondensator
<b>CSTBT</b>	engl. carrier stored trench gate bipolar transistor
<b>D</b>	Dämpfungsmaß
<b>d</b>	Tastverhältnis
<b>DAC</b>	Digital-Analog-Wandler (engl. digital analog converter)
<b>DASM</b>	Drehstrom-Asynchronmaschine
<b>DC</b>	Gleichstrom (engl. direct current)
<b>DIP</b>	Bauform mit zwei parallelen Anschlussreihen (engl. dual in-line package)
<b>e</b>	Regeldifferenz
<b>EEPROM</b>	engl. electrically erasable programmable read-only memory
<b>EVB</b>	Entwicklungsplatine (engl. evaluation board)
<b>FBSOA</b>	siehe SOA (engl. forward bias safe operating area)
<b>FDP</b>	fast digital processor
<b><math>f_{gu}</math></b>	untere Grenzfrequenz
<b>GSM</b>	Gleichstrommaschine
<b>GPIO</b>	Allzweckeingabe/-ausgabe (engl. general purpose input/output)
<b><math>h_{\ddot{u}}</math></b>	Überschwingweite
<b><math>i_A</math></b>	Ankerstrom
<b><math>I_F</math></b>	engl. forward current
<b>IC</b>	Integrierter Schaltkreis (engl. integrated circuit)
<b>I<sup>2</sup>C</b>	engl. inter-integrated circuit
<b>IGBT</b>	engl. insulated gate bipolar transistor
<b>ISR</b>	eng. interrupt service routine
<b>J</b>	Massen-Trägheitsmoment
<b><math>K_I</math></b>	Integrierbeiwert
<b><math>K_P</math></b>	Proportionalbeiwert
<b><math>K_s</math></b>	Steckenverstärkung
<b>LED</b>	Leuchtdiode (engl. light emitting diode)
<b>MOSFET</b>	engl. metal oxid semiconductor field effect transistor

---

<b>n</b>	Anzahl
<b><math>\eta</math></b>	Wirkungsgrad
<b>NTC</b>	Heißleiter (engl. negativ temperature coefficient)
<b>PDF</b>	portables Dokumentenformat (engl. portable document format)
<b>RCD</b>	Fehlerstromschutzschalter (engl. residual current device)
<b>RBSOA</b>	siehe SOA (engl. reverse bias safe operating area)
<b>RMS</b>	quadratischer Mittelwert (engl. root mean square)
<b><math>R_{th}</math></b>	thermischer Widerstand
<b>SO</b>	symmetrisches Optimum
<b>SOA</b>	sicherer Betriebsbereich (engl. safe operating area)
<b>SPS</b>	speicherprogrammierbare Steuerungen
<b>T</b>	Periodendauer
<b><math>T_{\Sigma}</math></b>	Summentotzeit
<b><math>\tau</math></b>	Zeitkonstante
<b><math>\tau_A</math></b>	Ankerzeitkonstante
<b><math>\tau_M</math></b>	mechanische Zeitkonstante
<b><math>T_N</math></b>	Nachstellzeit
<b><math>t_{AN}</math></b>	Anregelzeit
<b><math>t_{aus}</math></b>	Ausschaltdauer
<b><math>t_{ein}</math></b>	Einschaltdauer
<b><math>T_I</math></b>	Integrierzeit
<b>TFT</b>	Dünnschichttransistor (engl. thin-film transistor)
<b>TVS</b>	Suppressordiode (engl. transient voltage suppressor diode)
<b>TWI</b>	engl. two-wire-interface
<b><math>U_{FM}</math></b>	engl. forward voltage drop
<b>V</b>	Streckenverstärkung
<b><math>V_{CC}</math></b>	Versorgungsspannung
<b><math>V_{CES}</math></b>	Kollektor-Emitter-Spannung
<b>VN</b>	Phase V, low side IGBT, Anschlussbezeichnung auf EVB
<b>VP</b>	Phase V, high side IGBT, Anschlussbezeichnung auf EVB
<b>w</b>	Führungsgröße
<b>WN</b>	Phase W, low side IGBT, Anschlussbezeichnung auf EVB
<b>WP</b>	Phase W, high side IGBT, Anschlussbezeichnung auf EVB
<b>x</b>	Regelgröße
<b>y</b>	Stellgröße
<b>z</b>	Störgröße



# 1 Einleitung

Im Ersten Kapitel dieser Diplomarbeit werden die Motivation, die Zielsetzung, der Stand der Technik und die Kapitelübersicht dargelegt.

## 1.1 Motivation

Aus dem Wunsch, in der Studienrichtung Elektro- und Informationstechnik im Schwerpunkt geregelte Antriebssysteme eine Vielzahl von modernen Antriebssystemen in der Lehre anbieten zu können, folgte die Themenstellung, eine Gleichstrommaschine mittels eines Einphasenwechselrichters (Pulsstellers) in allen vier Quadranten ansteuern zu können. Das elektrische Maschinenlabor bietet die Möglichkeit, dreiphasige Motoren mit verschiedenen Wechselrichtern anzusteuern. Im Bereich der Gleichstrommotoren wurde im vorangegangenen Praktikumssemester ein Versuchsstand mit einem netzgeführten kreisstromfreien Stromrichter von Siemens realisiert. Dieser ist in seiner Dynamik z. B. durch die Kommutierung aller  $3,3 \text{ ms}^1$  und einer stromlosen Pause von bis zu  $10 \text{ ms}^2$  begrenzt. Dies ist für hochdynamische Antriebe zu träge. Ein selbstgeführter Stromrichter bietet durch Versorgung mittels eines Gleichspannungszwischenkreises die gewünschte Dynamik und erweitert die studentische Ausbildung im Modul „Moderne Antriebssysteme“.

## 1.2 Zielsetzung

Es ist ein Einphasenwechselrichter, angefangen von der Leistungselektronik, über die Steuerung bis hin zur Visualisierung, zu entwickeln, aufzubauen und zu programmieren. Anhand von Schaltungssimulationen ist die prinzipielle Funktion einer Gleichstrommaschine in Verbindung einer H-Brücken-Konfiguration und deren spezifischen Ansteuermöglichkeiten (Zweipunkt-, Dreipunkt- und kaskadierten PI-Regler) nachzuweisen. Die vorhandenen Betriebsmittel und Komponenten sollen für eine wirtschaftliche Umsetzung genutzt werden. Der zu realisierende Versuchsstand soll es Studenten ermöglichen, einen Einphasenwechselrichter zu parametrieren, dadurch eine Gleichstrommaschine hochdynamisch anzusteuern und unter anderem energetische Betrachtungen bei unterschiedlichen Ansteuerarten durchzuführen.

---

<sup>1</sup> REA 2000 S.124

<sup>2</sup> FBT S.56

Die vorhandenen Betriebsmittel, eine Siemens Nebenschlussmaschine Typ: 1 GA5102-9BZ30-0ZZ7-Z mit einer Nennspannung von 445 VDC und Nennleistung von 1,2 kW, und ein Siemens 3~Trenntransformator Typ: 4AU33991-5HA00 mit 9,5 kVA, bildeten die Grundlage der Auslegung. Nachfolgend sind die Anforderungen für die Dimensionierung der Leistungselektronik aufgelistet:

- Versorgungsspannung: 3~ 400 V
- Maximale Nennleistung: 10 kVA
- Maximale Schaltfrequenz: 20 kHz
- passend dimensionierter Chopper-Widerstand und Zwischenkreiskondensator
- Interne Sicherheitsfunktionen (Verriegelung der IGBT-Brücken, Überwachung und Abschaltung bei Brückenkurzschluss, Überstrom und Temperaturüberschreitung der Leistungselektronik)
- Steuerung und Visualisierung

### 1.3 Stand der Technik

In dem folgenden Kapitel wird speziell auf die zwei wesentlichen Baugruppen eingegangen, die bei der Umsetzung der elektrischen Anlage verwendet wurden.

#### 1.3.1 IGBT

Bis zum Jahre 1870 war die Entwicklung der Gleichstrommaschine (GSM) zum größten Teil abgeschlossen. Es standen für den industriellen Einsatz Gleichstrommaschinen im Leistungsbereich von wenigen Watt bis Megawatt zur Verfügung. Ab dem Jahr 1889 begann der Siegeszug der Dreiphasenasynchronmaschinen (DASM) mit der Einführung des Kurzschlusskäfigläufers. Der wartungsfreie Betrieb und die hohe Betriebssicherheit sind die wesentlichen Vorteile. Die Gleichstrommaschine konnte dennoch lange Zeit nicht verdrängt werden.<sup>3</sup> Dies lag an der einfachen Möglichkeit der Drehzahlregelung. Mit der Einführung eines steuerbaren Halbleiterelements – dem Thyristor, 1958 – und der Entwicklung der feldorientierten Regelung, 1971 von Herrn Felix Blaschke, in Kombination mit leistungsfähigen Steuerungen, veränderte sich die Bedeutung der elektrischen Maschinen.<sup>4 5</sup> Aufgrund ihrer Vorteile verdrängten die geregelten Drehstrom-Asynchronmaschinen (DASM) mit Kurzschlussläufer in kurzer Zeit die GSM, sodass ihre Verwendung nur noch in Nischen zu finden ist. Durch die Erfindung des IGBTs im Jahre 1979 durch die Herren Frank Wheatley und Dr. Hans Becke ergaben sich neue Möglichkeiten der Ansteuerung.<sup>6</sup> Ab ca. 1990 waren IGBTs soweit

---

<sup>3</sup> GET 1997 S.66 ff

<sup>4</sup> PTT 2002 S.365

<sup>5</sup> EAG 2013 S.15

<sup>6</sup> HLB 2012 S.216

entwickelt, um auf dem Markt eine weite Verbreitung zu finden.<sup>7</sup> Dieses Leistungs-Halbleiterschaltelement bietet folgende Vorteile: hohe Stromleitfähigkeit, Möglichkeit der Parallelschaltung (abhängig vom IGBT-Typ), mittlerweile hohe Sperrspannungen und eine geringe Ansteuerleistung bei geringen Schaltfrequenzen. Selbstgeführte Wechselrichter (mit IGBT-Schaltelementen) ersetzen die netzgeführten (mit Thyristor-Schaltelementen). Auch wenn die Ansteuerungsmöglichkeiten von GSM der DASM in nichts nachstehen, ist der Einsatz von DASM nicht wegzudenken. Die Weiterentwicklung von IGBT-Modulen schreitet immer weiter voran. Hauptaugenmerk wird auf eine Erhöhung der maximalen Sperrspannung, Schaltfrequenz und Integration von intelligenten Treibern und eine Verringerung der Kanalwiderstände, parasitären Induktivitäten und Kapazitäten gelegt. Der Leistungszuwachs der neuen Generation im Gegensatz zu den Vorgängern fällt geringer aus. Halbleiter mit Siliziumoxid als Basismaterial sind sehr weit ausgereift. Deshalb halten neue Materialien z. B. das teure Siliziumkarbid Einzug in die Fertigung. Mit dementsprechend angepassten Strukturen lassen sich Produkte mit höheren Schaltfrequenzen realisieren. Ein Beispiel sind die Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistoren (CSTBT) von Mitsubishi Electric.<sup>8</sup>

### 1.3.2 DSP

Die Forschung in der Mathematik – im Speziellen von Algorithmen – erbringt immer komplexer werdende Berechnungsverfahren. Von Forschern bestand seither der Drang, diese mittels Rechenmaschinen zu automatisieren: angefangen von mechanischen Rechenmaschinen, Rechnern mit elektromagnetischen Relais, über Elektronenröhren bis hin zur Erfindung des Bipolartransistors 1948.<sup>9</sup> Seit dieser Zeit ist das Halbleiterschaltelement in einer enormen Geschwindigkeit weiter entwickelt worden. 1971 entstand, noch auf diskreten integrierten Schaltkreisen (IC) basierend, der erste fast digital processor (FDP).<sup>10</sup> 1978 wurden die ersten single chip Digitalprozessoren gefertigt. Der von Texas Instruments produzierte Chip (TMC0280 bzw. TMS32010) erlangte weite Verbreitung.<sup>11</sup> Es war eine assembler ähnliche Programmierung möglich. Die genannten ICs bildeten den Anfang der heutigen DSPs wie wir sie kennen. Heutzutage ist die Entwicklung bei Weitem noch nicht abgeschlossen. Ein konstanter Leistungs- und Funktionalitätszuwachs ist zu verzeichnen. Der mögliche Systemtakt steigt

---

<sup>7</sup> ABB 2013 S.76

<sup>8</sup> ELK 2013 S.26 ff

<sup>9</sup> MPT 2006 S.1 ff

<sup>10</sup> DSV 2005

<sup>11</sup> MDS 2012

und/oder die Verlustleistung wird verringert. Unter anderem ermöglichen die verringerten Strukturbreiten diesen Fortschritt. Dieser Entwicklungsprozess zwingt die Forschung, bessere Isolationsmaterialien einzusetzen, weil die hohen Feldstärken eine Herausforderung an die Isolationsschichten stellen. Verringerte Betriebsspannungen sind ein Lösungsansatz. Dies bedingt eine Pegelanpassung der nachgeschalteten Peripherie. Eine Vielzahl von Logikpegeln bedarf spezieller Aufmerksamkeit. Die Wandlung von Signalpegeln ist nicht trivial. Hohe Anforderungen in Bezug auf die Schaltflanken, galvanische Trennung und Störunempfindlichkeit sind mögliche Kriterien. Ebenfalls erhöhen die Hersteller stetig den Funktionsumfang ihrer ICs. Am Beispiel von DSPs aus dem Hause Analog Devices bietet der kürzlich erschienene ADSP CM403F den Vorteil eines integrierten Analog-Digital-Wandlers (ADC) und Digital-Analog-Wandlers (DAC) im Gegensatz zu dem verwendeten DSP BF537.<sup>12</sup>

## 1.4 Kapitelübersicht

Die vorliegende Arbeit gliedert sich in acht Kapitel. Bis hierhin erfolgte bereits die Darstellung der Aufgabenstellung und ein kurzer Abriss zu der geschichtlichen Entwicklung der hier verwendeten Technologien.

Im Kapitel 2 wird zum einen der Entscheidungsprozess dargelegt, dessen Ergebnis die hardwareseitige Grundlage bildet, um die Aufgabenstellung praktisch zu realisieren. Zum anderen werden die theoretischen Grundlagen des prinzipiellen Aufbaus und deren Ansteuerung geschaffen.

Im Anschluss erfolgt im Kapitel 3 die Simulation von einzelnen Schaltungsteilen und der gesamten Schaltung. Dies bildet einerseits die Grundlage für die Dimensionierung spezifischer Komponenten und andererseits eine Vorbetrachtung der Schaltungsfunktion und deren Implementierung in die Steuerung.

Darauf aufbauend erfolgt im Kapitel 4 die Dimensionierung der einzelnen Komponenten.

Anschließend werden im Kapitel 5 der Aufbau und die Verdrahtung aller wesentlichen Komponenten geschildert.

---

<sup>12</sup> ELE 2013 S.14 ff

---

Das Kapitel 6 beinhaltet Erläuterungen zur Vorgehensweise bei der Programmierung der Display-Visualisierung und der DSP-Steuerung.

Darauf folgend werden im Kapitel 7 die Inbetriebnahme und ein Test der Anlage beschrieben.

Ergebnisse der einzelnen Kapitel und ein Ausblick der Anwendungsmöglichkeiten im studentischen Ausbildungsbetrieb werden im Kapitel 8 zusammengefasst.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Rechercheergebnisse

In diesem Kapitel erfolgt eine kurze Gegenüberstellung der zuvor recherchierten Produkte im Bereich der Leistungselektronik und Steuerung. Dies soll die Gründe verdeutlichen, warum ein Eigenentwurf der leistungselektronischen Schaltung notwendig war.

#### 2.1.1 Leistungselektronik

Bei der Recherche im Bereich der Leistungselektronik wurden Produkte mit IGBT-Schaltelementen betrachtet. Die hohe Standardisierung und Verfügbarkeit von IGBTs ermöglicht Firmen, Wechselrichter für jede Leistungsklasse anzubieten. Es galt, diese zu vergleichen und die Funktionalität für die geforderte Aufgabenstellung zu bewerten.

Das Angebot eines angepassten industriellen Wechselrichters von SEW MDX61B0110-5A3-4-00 bot nicht die gewünschte Flexibilität. Die Ansteuerung der einzelnen Halbbrückenmodule ermöglichte keine separate Signalvorgabe für die high- und low-side IGBTs. Der SEW-Umrichter besitzt einen zu kleinen Zwischenkreiskondensator von 38  $\mu\text{F}$  Kapazität bei einer maximalen Spannung von 800 V. Es ist maximal ein Strom von 18,5 A bei maximal 16 kHz zulässig. Diese Frequenz kann unter Umständen von jüngeren Studenten noch hörbar sein. Die Temperaturüberwachung ist bei dem angepassten Wechselrichter deaktiviert. Vorteile des SEW-Umrichters sind die herausgeführten integrierten Strommesssensoren, Zwischenkreisspannungssensor und Überstromüberwachung/-abschaltung. Der Gesamtpreis hierfür beträgt 3212,10 €.

Das Lehrmittel-Modul AN-8005 von Semikron bot nicht das gewünschte Preis-/Leistungsverhältnis. Ein maximaler Strom von 30 A bei maximal 15 kHz ist möglich. Nachteile sind die fehlenden Strom- und Spannungssensoren, Einschaltstrombegrenzung, Entladewiderstand und Pegelwandlung (Spannungspegel der Eingangssignale +15 V high Level), sodass ein Zukauf diverser Peripherie notwendig wäre. Der Vorteil dieses Moduls ist eine sehr große Zwischenkreiskapazität von 1100  $\mu\text{F}$ /800 V aus Elektrolytkondensatoren. Der Preis für dieses Modul beläuft sich auf 2124,15 €, hinzukommen die notwendigen Komponenten: Brems-Chopper, Sensoren, Strombegrenzung und Entladeschaltung.

Umrichter anderer Hersteller bieten keine Möglichkeit, die Pulsmuster für die Ansteuerung selbst zu programmieren. Aufgrund der suboptimalen Komplett-Umrichter fiel der Entschluss, einen Umrichter basierend auf den feststehenden Anforderungen selbst zu realisieren. Nach Beauftragung eines Ingenieurbüros aus Dresden sollte ein Einphasenwechselrichter nach unseren Wünschen gefertigt werden. Ein Angebot wurde nicht vorgelegt, sodass der Leistungsteil in Eigenverantwortung entworfen wurde. Im Gliederungspunkt 4.1 erfolgt die nähere Betrachtung. Für die Bestellung der verschiedenen Hardwarekomponenten war es notwendig, mehrere Angebote einzuholen. Die Auswahl der verwendeten Bauelemente (BE) erfolgte kostenorientiert. Dabei entstand ein höherer Entwicklungsaufwand gegenüber fertigen Modulbaugruppen. Bei der Umsetzung dieses Projektes war es notwendig, für jede Teilaufgabe die Detaillösung zu finden, zu erproben und in den Endaufbau zu integrieren.

### 2.1.2 Steuerung

Die Recherche beinhaltete auch den Komplex der Ansteuerung. Eine effiziente und kostenminimierte Recheneinheit war gefordert, die alle Eingangssignale aufnehmen, Berechnungen durchführen und daraus resultierend Ansteuersignale ausgeben kann. Zur Auswahl standen speicherprogrammierbare Steuerungen (SPS), Mikrocontroller oder digitale Signalprozessoren (DSP).

Vorteile der SPS sind: standardisierter, frei konfektionierbarer und einfacher Aufbau, einfache Visualisierung durch bibliotheksähnliche Programmierung z. B. mit WinCC, hohe Standardisierung der verwendeten Bussysteme z. B. Profibus oder Industrial Ethernet (große Auswahl moderner Displays) und intuitiver Programmierung. Nachteile einer SPS sind: zyklische Arbeitsweise (Prozesseingangsabbild laden, Programm bearbeiten und Prozessausgangsabbild schreiben, Zyklusdauer ca. 10 ms, keine Interrupts möglich), spezielle PWM Ausgangsmodule werden benötigt und sind teuer.<sup>13</sup> Am Beispiel einer SPS von Beckhoff; Grundmodul CX9001-1102, 4-Kanal-Digital-Eingangsklemme EL1034, 4-Kanal-Digital-Ausgangsklemme EL2004, 8-Kanal-Analog-Eingangsklemme EL3008, und 2 x 2-Kanal-Pulsweiten-Ausgangsklemmen EL2502 ergibt sich ein Gesamtpreis von ca. 2000 €.

Moderne Mikrocontroller besitzen eine hohe Rechenleistung. Diese ist für das umzusetzende Projekt hinreichend. Eine direkte bipolare Messgrößenerfassung ist nicht möglich. Allen integrierten ADCs ist es nur möglich, Spannungen von Null bis +  $V_{CC}$

---

<sup>13</sup> BIS 2014

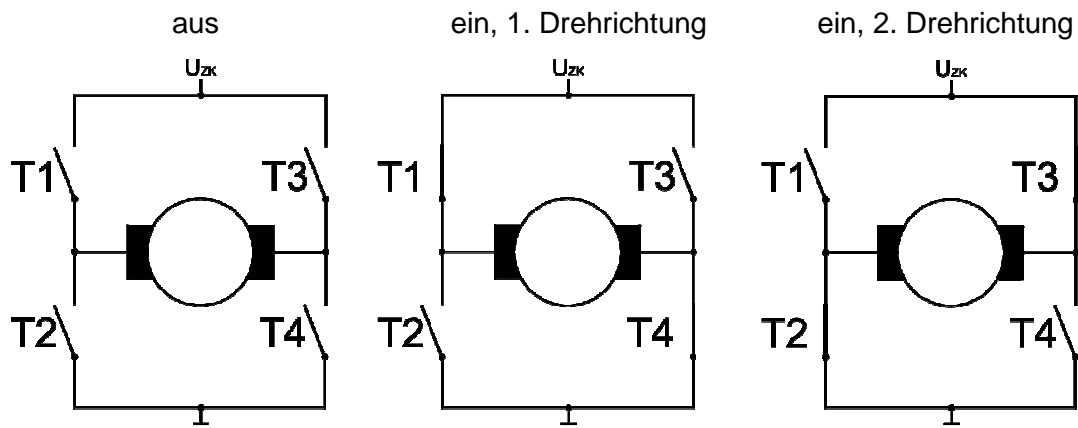
messtechnisch zu erfassen. Externe Peripherie für die Pegelanpassung und -wandlung ist notwendig und kostenintensiv. Die geringe  $V_{CC}$  bedingt eine Pegelanpassung von Ausgangssignalen. Mikrocontroller-Entwicklungsboards bieten oft eine eingeschränkte Konnektivität. Die Vielzahl von unterschiedlichen Funktionen wird auf wenige Pins herausgeführt. Eine Doppelbelegung ist die Folge. Die Vorteile der Entwicklungsboards sind ihr günstigerer Preis und eine Einsparung von Entwicklungszeit.

DSPs besitzen ebenfalls die Nachteile von Mikrocontrollern. Im Gegensatz zur SPS ist bei jedem Mikrocontroller- und DSP-Typ eine tiefgreifende Einarbeitung notwendig: im Speziellen in die benötigten Register für die Initialisierung und Konfigurierung der Controller auf die zu realisierende Aufgabenstellung. Die Vorteile eines DSPs sind: sehr hohe Rechengeschwindigkeit und günstiger als eine SPS. Um die gesammelten Erfahrungen nutzen zu können, fiel die Wahl aufgrund der bereits innerhalb des elektrischen Maschinenlabors in Verwendung befindlichen Steuerungen auf einen DSP von Analog Devices BF537.

## 2.2 H-Brücken Schaltungstopologie

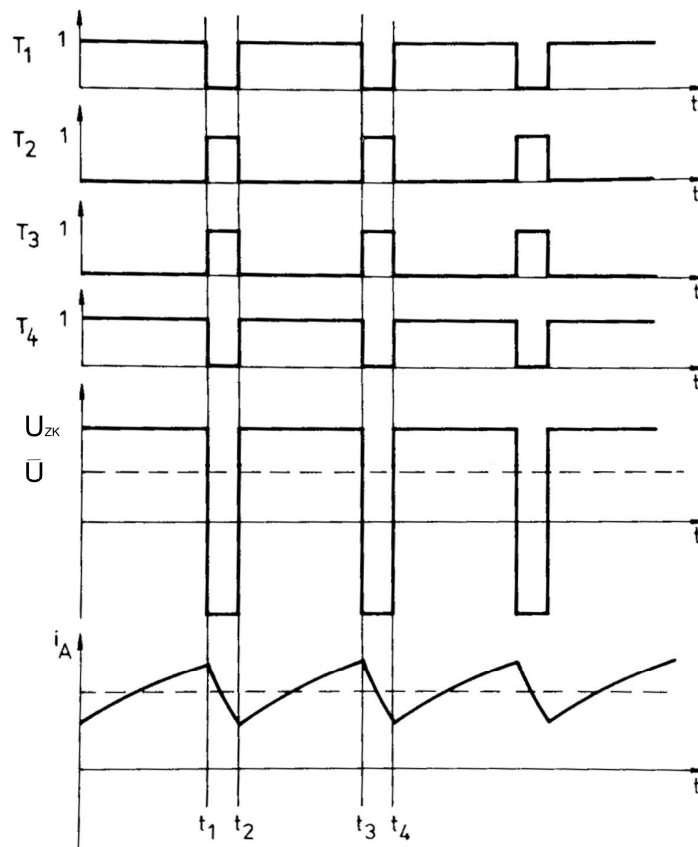
Wenn die Richtung des Laststromflusses einstellbar sein soll, dann sind mehrere ansteuerbare Leistungsbaulemente notwendig. Die Funktion wird folgend mittels Ersatzschaltelementen an einer Gleichstrommaschine erläutert. Real kommen IGBTs als Schaltelemente zum Einsatz. Für die Funktionsbeschreibung können idealisierte Schalter verwendet werden. Bezüglich der Ähnlichkeit im Schaltbild zu einem „H“ wird dieser Aufbau auch als H-Brücke bezeichnet, siehe Abbildung 1.



Abbildung 1: Brückenschaltung<sup>14</sup>

Die Schaltung besteht aus zwei high-side- (T1, T3) und zwei low-side- (T2, T4) Schaltern. High-side bezeichnet die Schaltelemente, die an  $U_{ZK}$  und low-side, die an Masse angeschlossen sind. Ein Brückenweig, oder auch als Halbbrücke bezeichnet, besteht aus einem high- und einem low-side-Schalter. Die Ansteuerung erfolgt „diagonal“ durch das Schalten von T1-T4 bzw. T2-T3. Dadurch ist eine Stromumkehr im Motor möglich. Eine kurze Schutzzeit zwischen den Steuerimpulsen an einer Halbbrücke ist notwendig, um Kurzschlüsse zu vermeiden. Die realen Leistungsschalter benötigen diese Zeit, um sicher abschalten zu können. Dies bildet die Grenze der maximalen Schaltfrequenz vom Leistungsteil. Im realen Aufbau sind parallel zu den Schaltelementen Freilaufdioden integriert. Diese Dioden führen den Strom (verursacht durch die gespeicherte Energie der Ankerinduktivität) solange, bis auch dieser seine Richtung umgekehrt hat. In dieser Zeit wird die Energie in den Gleichstromzwischenkreis zurückgespeist. Nach dem Umschalten hat der Strom ( $i_A$ ) bei einer induktiven Last (Motor) eine exponentiell ansteigende bzw. abfallende Funktion. In der Abbildung 2 sind die jeweiligen vier Ansteuersignale, der daraus resultierende Mittelwert der Spannung und der Stromverlauf am Gleichstrommotor eines Betriebspunktes im 1. Quadranten zu sehen.

<sup>14</sup> Abbildung nach EBS 2005 S.7



**Abbildung 2: Ansteuerdiagramm<sup>15</sup>**

Eine Modifikation der Ansteuerung ermöglicht im generatorischen Betrieb eine geringere Spannungsbelastung der Ankerwicklungsisolations. In Abbildung 3 wird der Stromweg gezeigt, der sich bei allgemeiner und in Abbildung 4 bei modifizierter Ansteuerung ergibt. Die Schalter T1 und T4 sind geöffnet. Bei allgemeiner Ansteuerung übernehmen die Dioden der Schalter T2 und T3 die Stromführung, wenn die Ankerinduktivität und die Motorquellspannung zur Quelle werden. Der Strom wird in den Zwischenkreiskondensator getrieben. Es ergibt sich folgende Maschengleichung (Gleichung 1):

$$U_q + L_A \frac{dI_A}{dt} = I_A \cdot R_A + U_{ZK}$$

**Gleichung 1: Maschengleichung bei allgemeiner Ansteuerung**

Dies bedeutet, dass die Ankerinduktivität erst bei einer hohen induzierten Spannung ihre gespeicherte Energie abgeben kann. Bei der modifizierten Ansteuerung entfällt im Stromweg der Zwischenkreiskondensator und demzufolge auch in der Maschengleichung die Zwischenkreisspannung. Der Strom wird über den geschlossenen Schalter T1 und die Diode des Schalters T3 geführt. Die Energie baut sich innerhalb der GSM ab. Die typische Zwischenkreisspannung beträgt 540 VDC. Diese braucht bei der mo-

<sup>15</sup> Vgl. REA 1988 S.173

difizierten Ansteuerung nicht überschritten werden. Dadurch wird die Isolation der Ankerwicklung vor zu hohen Induktionsspannungen geschützt. Diese Ansteuerlogik wird beim Versuchsstand mittels eines DSPs erzeugt.

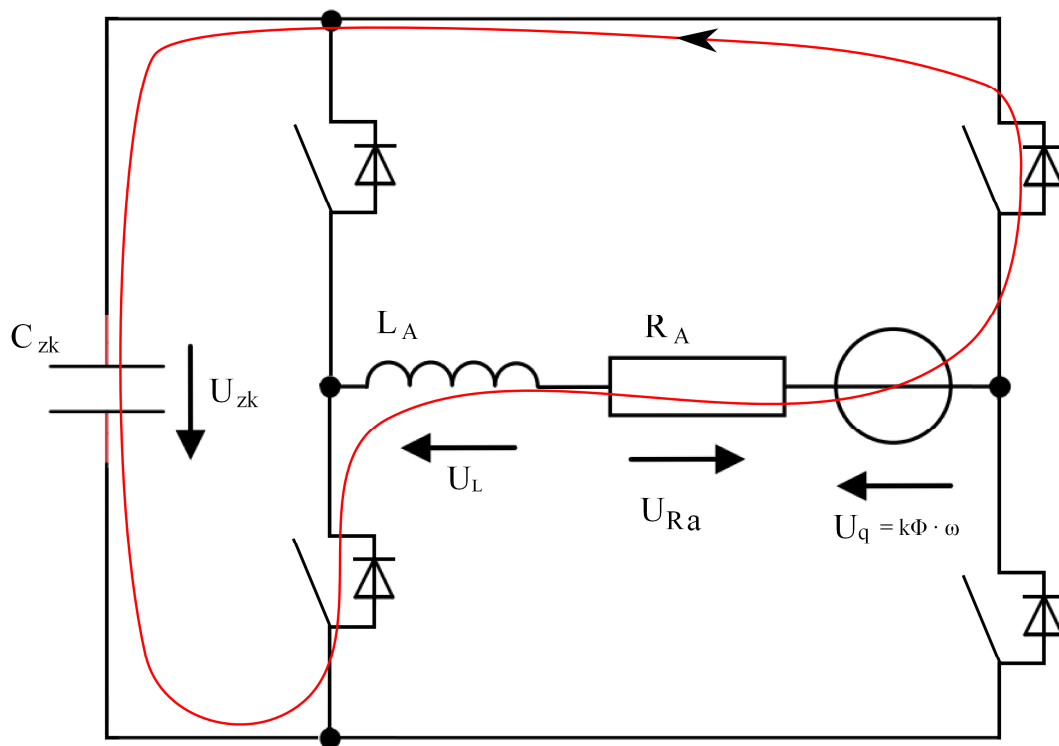


Abbildung 3: Weg des Ankerstroms bei allgemeiner Ansteuerung

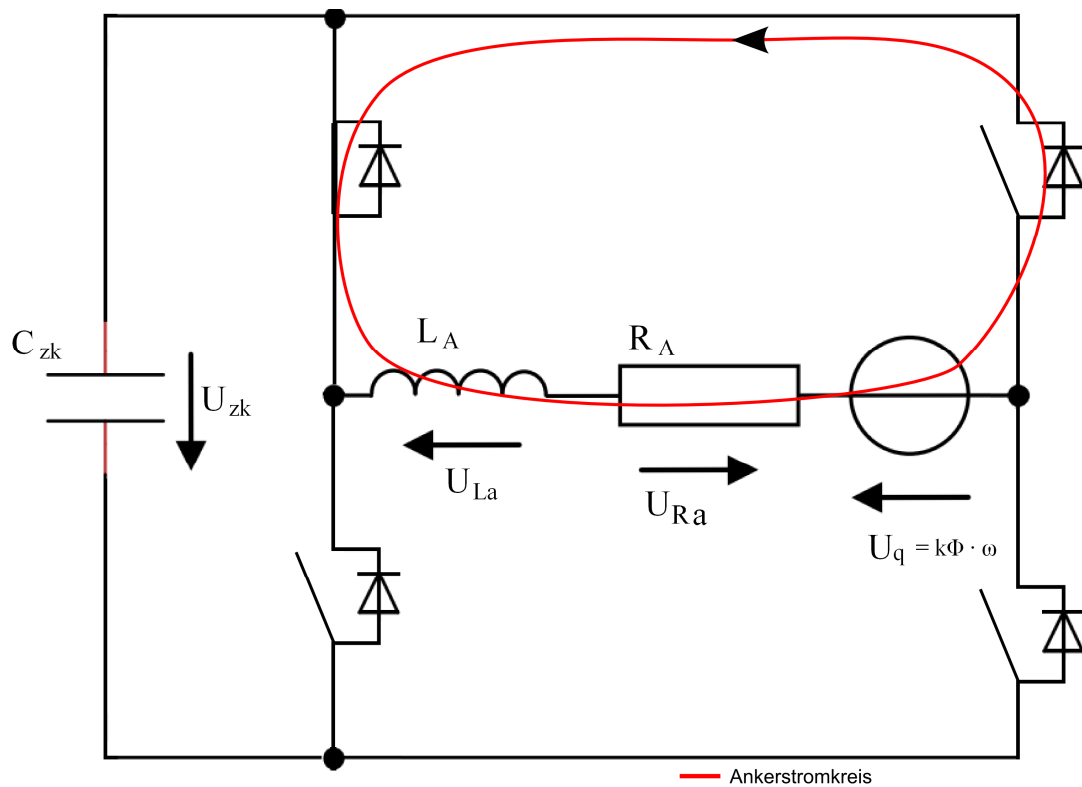


Abbildung 4: Weg des Ankerstroms bei modifizierter Ansteuerung

## 3 Simulation des Einphasenwechselrichters

### 3.1 Zur Simulation

Dieses Kapitel befasst sich mit der Simulation der Komponenten des Einphasenwechselrichters. Speziell wird auf den Zwischenkreiskondensator und die Ansteuerung der IGBTs eingegangen. Aufgabe dieses Einphasenwechselrichters ist es, einer Drehzahl-Sollfunktion zu folgen, indem eine spezifische Ansteuerung der Schaltelemente erfolgt, sodass die Spannungen und/oder Ströme gezielt geregelt werden. Die umzusetzenden Ansteuerarten sind: PI-Regler mit PWM, Zwei- und Dreipunktregler. Die Regelkonzepte werden jeweils separat erläutert und durch eine Simulation überprüft. Eine Auswertung der Simulationsergebnisse bildet jeweils den Abschluss der simulativen Schaltungsprüfung. In den Simulationen wird keine Schutz- und Umschaltzeit, welche bei einer realen Schaltung vorhanden sind, betrachtet.

Die verwendete Simulationssoftware ist Portunus 5.1 von Adapted Solutions. Für Simulationen wurden die Einstellungen der minimalen Berechnungsschrittweite auf  $10^{-8}$  s und der maximalen Berechnungsschrittweite auf  $10^{-6}$  s eingestellt. Diese Berechnungsschrittweite ist aufgrund von Erfahrungen für eine exakte Berechnung notwendig, weil die Schaltperiodenzeit von 50  $\mu$ s mindestens 200-fach abgetastet werden sollte. Alle weiteren Einstellungen entsprechen den Voreinstellungen. Alle Simulationen befinden sich auf der Anhang-CD.

In der Abbildung 5 ist die Simulationsschaltung zu sehen, die in den folgenden Simulationen verwendet wird, wenn nicht anders angegeben. Links befindet sich das 3~ 400 V Netz, eine Netzimpedanz (nach DIN EN 61000-3-3 [0,4  $\Omega$  und 0,8 mH]) und der Sechspuls-Brückengleichrichter (B6U). Anschließend folgt die Gleichspannungsseite mit dem Zwischenkreiskondensator, dem Chopper-Widerstand und Chopper-IGBT, der H-Brücke und dem anzusteuern Motor mit Belastungseinheit. Es wird ein Standard-IGBT aus der Datenbank verwendet. In den folgenden Simulationen wurde in jeweils einem Petri-Netzwerk die Erzeugung der Ansteuersignale vorgenommen.

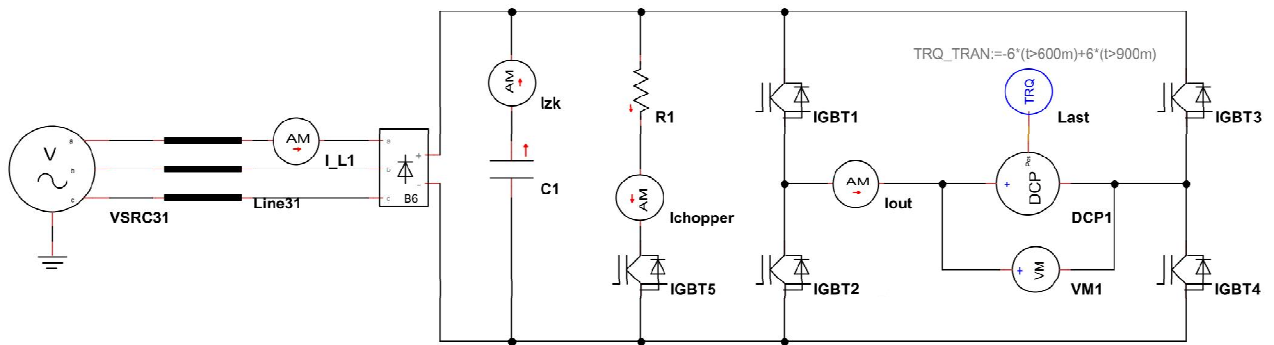
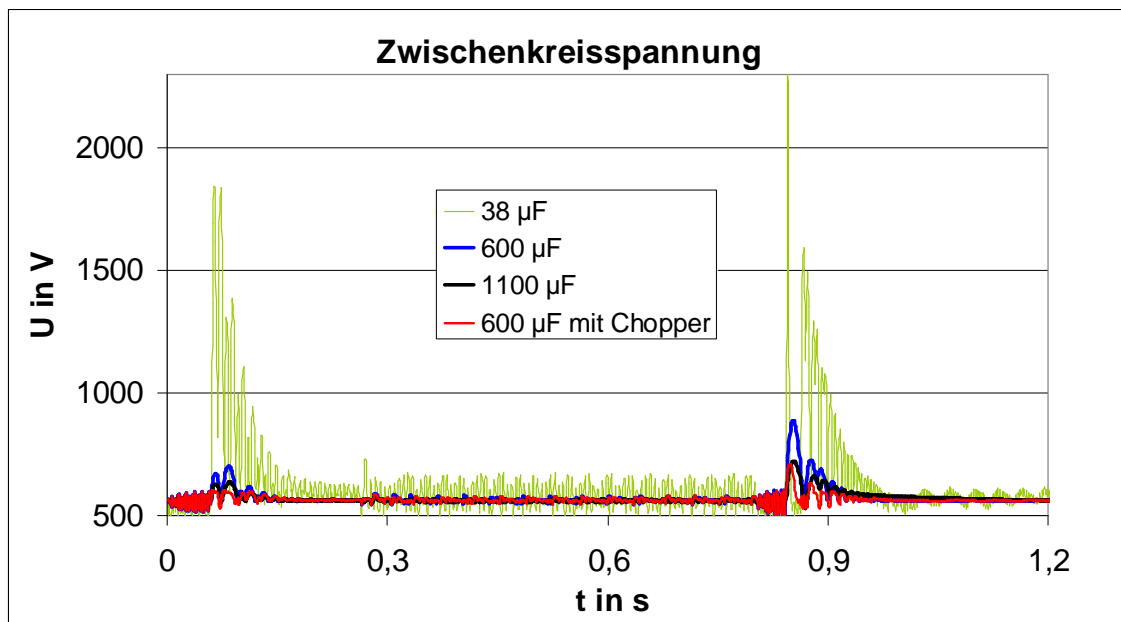


Abbildung 5: Simulationsschaltung

### 3.2 Zwischenkreiskondensator

Eine separate Betrachtung des Zwischenkreiskondensators soll die Funktion eines ausreichenden Energiespeichers bestätigen. Zur Beurteilung wurde die Welligkeit der Spannung genutzt. Des Weiteren ist die maximale Spannung ein wesentlicher Einflussfaktor auf die Lebenserwartung der GSM. Die Nennspannung beträgt 445 VDC. Häufige kurzzeitige Überspannungen, wie sie beim Schalten auftreten, beschleunigen den Alterungsprozess der Wicklungsisolation. Steigende Teilentladungen können die Folge sein, welche zu einem frühzeitigen Ausfall der GSM führen können.

Der verbaute Zwischenkreiskondensator des SEW-Frequenzumrichters MDX61B0110-5A3-4-00, welcher in dem Prototyp der Ladesäule im Maschinenlabor verbaut ist, besitzt eine Kapazität von 38  $\mu\text{F}$ . Dies bildete den Startwert für die folgende Simulation. Die Leistungselektronik wird über einen Zweipunktregler angesteuert. Die Funktion wird im nachfolgenden Gliederungspunkt beschrieben. In der Abbildung 6 ist der Spannungsverlauf des Zwischenkreiskondensators über einen Zeitabschnitt dargestellt. Das Lastszenario ist wie folgt: 1. Phase: ein Drehzahlsollwert von  $1000 \text{ min}^{-1}$  ohne Lastmoment von 0 bis 0,26 s, 2. Phase: Aufschaltung eines Lastmoments von 6 Nm in der Zeit von 0,26 s bis 0,8 s bei  $1000 \text{ min}^{-1}$ , 3. Phase: Solldrehzahl  $0 \text{ min}^{-1}$  bei 6 Nm von 0,8 s bis 0,9 s und 4. Phase  $0 \text{ min}^{-1}$  und 0 Nm.



**Abbildung 6: Zwischenkreisspannung**

Zu sehen ist, dass die Zwischenkreisspannung bei einem  $C_{ZK} = 38 \mu\text{F}$  bis zu 2,4 kV im generatorischen Betrieb betragen kann. Eine Betrachtung mit einer Begrenzung der Zwischenkreisspannung erfolgte nicht, weil durch die geringe Kapazität der Chopper sehr häufig aktiv sein und den Großteil der Energie in Wärme umsetzen würde. Bei Verwendung eines Kondensators mit einer Kapazität von  $600 \mu\text{F}$  treten Spannungen bis 900 V auf. In Kombination mit einem Chopper kommt es zu Spannungsspitzen bis 715 V. Eine weitere Erhöhung der Kapazität ist aus elektrischer Hinsicht nicht notwendig und wirtschaftlich nicht sinnvoll. Bei einem  $C_{ZK} = 1100 \mu\text{F}$  liegt das Spannungsmaximum ohne Chopper bei 722 V. Fast doppelte Beschaffungskosten gegenüber einem  $C_{ZK} = 600 \mu\text{F}$  bei gleicher Spannungsfestigkeit waren ausschlaggebend, dass die Wahl auf einen  $600 \mu\text{F}$  Folienkondensator fiel.

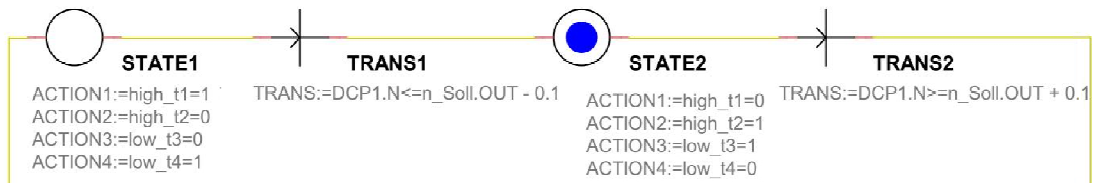
Im Gliederungspunkt 4.4.2 erfolgt der Nachweis für die Einhaltung der Normen über mögliche Berührungsspannung nach dem Ausschalten.

### 3.3 Regler

#### 3.3.1 Zweipunktregler

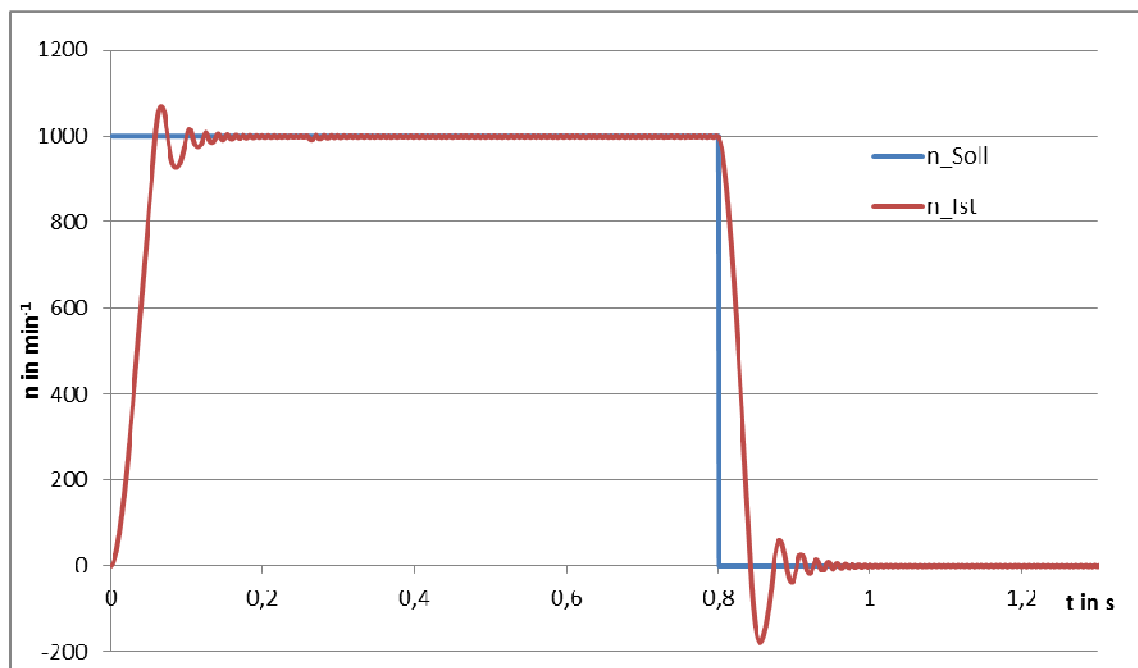
Der Zweipunktregler stellt die einfachste Möglichkeit der Regelung eines Drehzahl-Sollwertes dar. Es wird der Soll- und Istwert verglichen und dementsprechend die Schaltelemente Ein oder Aus geschaltet. Um ein häufiges Schalten bei kleiner Soll-Ist-Wertdifferenz zu verringern, wird eine Schalthysterese als Schaltkriterium mit beachtet. Zweipunktregler besitzen kein festes Schaltverhalten. Dieses kann durch die Breite der

Hysterese und einer Verzögerung des Istwertes angepasst werden. Die Schalzhäufigkeit wird durch die Zeitkonstante der Regelstrecke, die maximale Verarbeitungsgeschwindigkeit der Steuerung und der Schaltfrequenz der Leistungselektronik begrenzt. Der Zweipunktregler schaltet zwischen einem positiven und einem negativen Ausgang um. Das Petri-Netzwerk des Zweipunktreglers ist in der Abbildung 7 zu sehen. Der Zweipunktregler weist bei den betrachteten Reglern das maximale dynamische Verhalten auf. Bedingung ist hierfür eine schnelle Berechnung und Ansteuerung der Schaltelemente. Der Nachteil ist die hohe Welligkeit der Ausgangsgröße.



**Abbildung 7: Aufbau Zweipunktregler**

In Abbildung 8 ist ein Sollwertsprung der Drehzahl von 0 auf  $1000 \text{ min}^{-1}$  zu sehen. Nach 0,26 s erfolgt eine Drehmomentaufschaltung von 6 Nm. Eine geringe Welligkeit und ein minimaler Einbruch der Istdrehzahl sind zu erkennen.

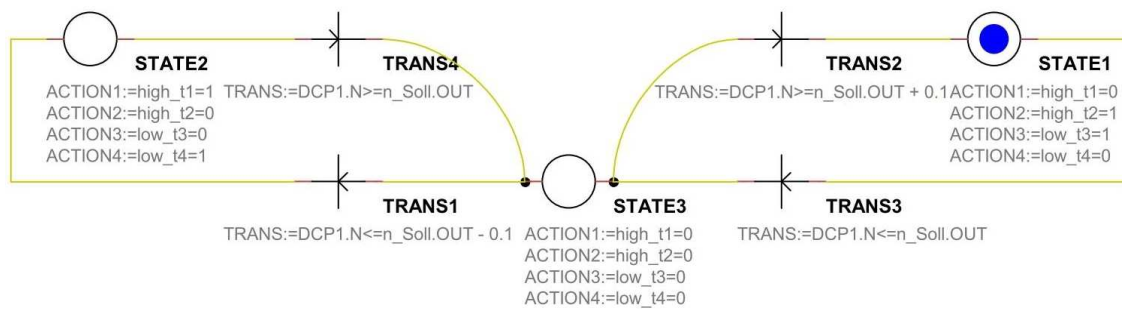


**Abbildung 8: Sprungantwort Zweipunktregler**

### 3.3.2 Dreipunktregler

Die Eigenschaften des Dreipunktreglers sind zum Zweipunktregler fast identisch. Zusätzlich ist ein schaltfreier Ruhezustand möglich. Dies bietet Vorteile in Hinsicht auf die

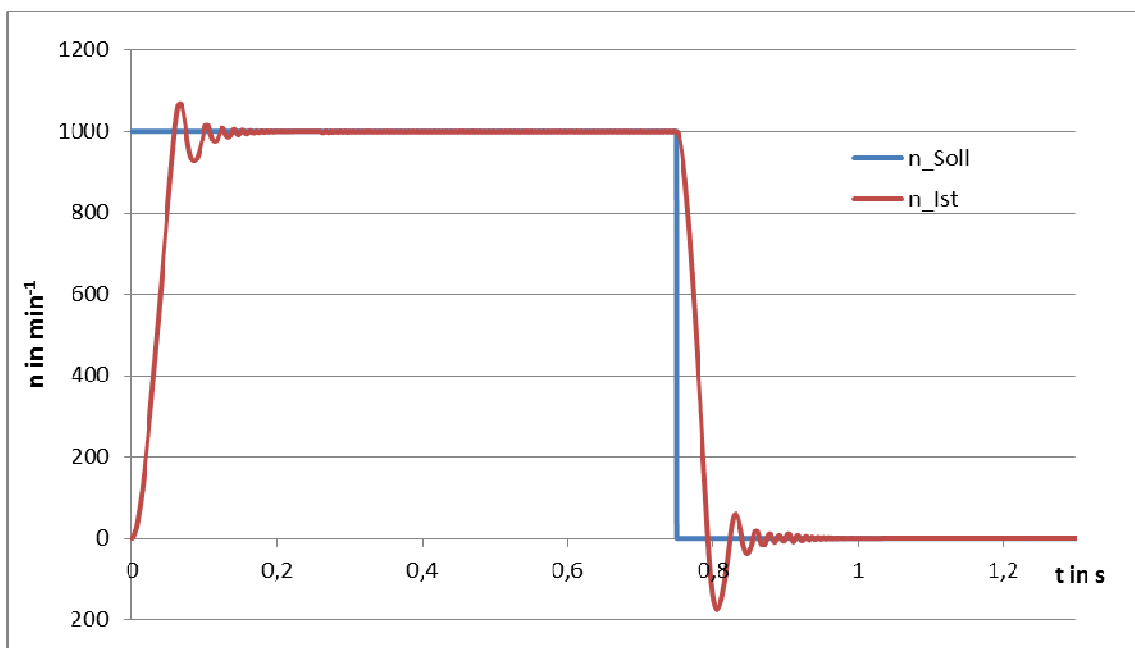
Welligkeit der Ausgangsgröße und der eingesetzten Energie, um dem Sollwert zu folgen. Das Petri-Netzwerk des Dreipunktreglers ist in der Abbildung 9 zu sehen.



**Abbildung 9: Aufbau Dreipunktregler**

In Abbildung 10 ist die Sprungantwort des Dreipunktreglers enthalten. Die Welligkeit nimmt im Vergleich zum Zweipunktregler ab und ist im eingeschwungenen Zustand in der Abbildung nicht mehr wahrnehmbar. Auch ist ein geringer Einbruch der Istdrehzahl beim Aufschalten des Lastmomentes erkennbar.

Diese zwei un stetigen Regler können jeweils nur einen Sollwert regeln, sodass auf den Ankerstrom kein Einfluss genommen werden kann. Nachfolgend wird ein kaskadierter PI-Regler betrachtet, bei dem eine weitere Verbesserung des Drehzahlverhaltens zu erwarten ist.



**Abbildung 10: Sprungantwort Dreipunktregler**

### 3.3.3 PI-Regler mit Pulsweitenmodulation

Folgend soll die Leistungselektronik mittels eines pulswidenmodulierten Signals angesteuert werden. Diese Ansteuerungsart ist eine häufig eingesetzte Möglichkeit, Aus-



gangsgößen durch Schaltelemente zu manipulieren. Die Abbildung 11 zeigt die Definition einer Pulsweitenmodulation (PWM). Ein PI-Regler gibt den Sollwert für die Berechnung der Einschaltzeit vor. Es sind dessen Parameter zu bestimmen und mittels Simulation die korrekte Arbeitsweise zu verifizieren. Die Grundfrequenz ist frei einstellbar. Sie richtet sich nach der möglichen Schaltfrequenz und der spezifischen Stromleitfähigkeit der Leistungselektronik bei der eingestellten Frequenz. In der Simulation beträgt diese 20 kHz. Das Verhältnis aus Einschalt- und Periodendauer wird als Tastverhältnis  $d$  bezeichnet (Gleichung 2).

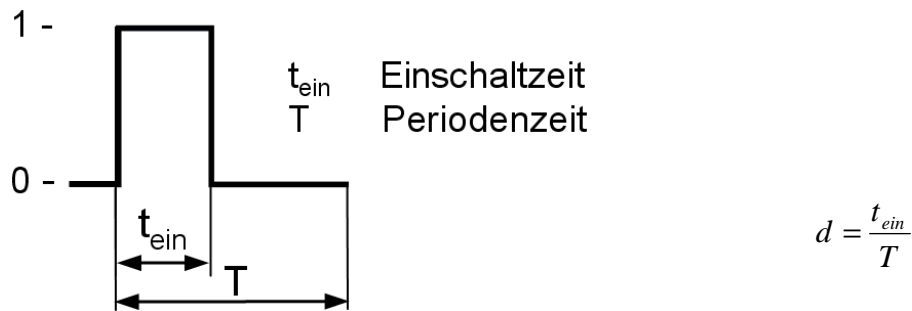


Abbildung 11: PWM-Signal

Gleichung 2: Tastverhältnis

Das Tastverhältnis ist linear zwischen 0 und 100 % einstellbar. Dadurch ist auch der Effektivwert der Ausgangsspannung frei einstellbar. Das Petri-Netzwerk mit den Umschaltbedingungen der vier IGBTs ist in der Abbildung 12 zu sehen.

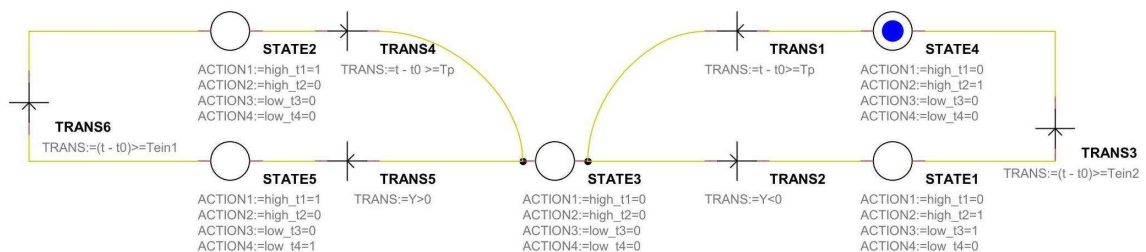


Abbildung 12: Aufbau PWM-Ansteuerung

Elektrische Antriebe müssen oft in technischen Anlagen drehzahlveränderlich sein. Deshalb stellt die Regelung der Drehzahl für übergeordnete Produktionsabläufe eine wesentliche Aufgabe dar. Weiterhin ist das Drehmoment ebenfalls für den technischen Prozess entscheidend. Der Ankerstrom ist proportional zum Drehmoment, weshalb die Regelung des Ankerstroms von Bedeutung ist. Für die Realisierung dieser Aufgaben kommt eine Drehzahlregelung nach dem Stromleitverfahren zum Einsatz. Es entsteht eine Kaskadenstruktur. Eine Kaskadenstruktur ist eine mehrschleifige Regelung, siehe Abbildung 13.

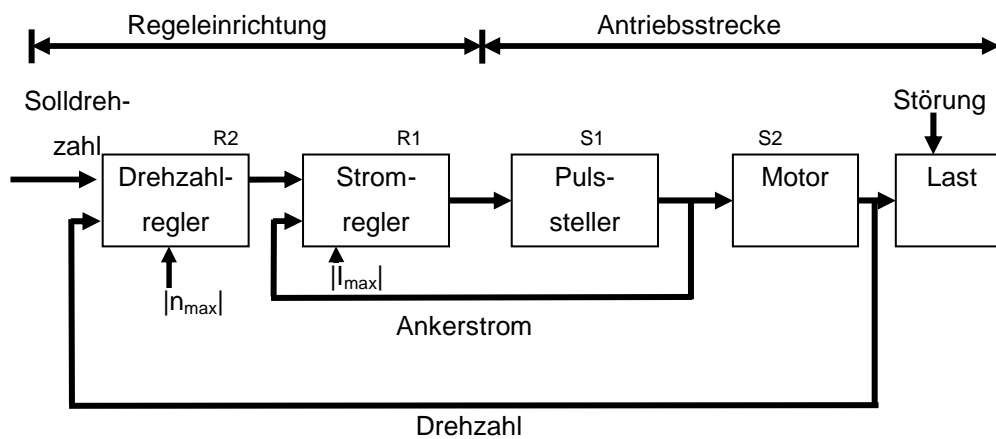


Abbildung 13: Kaskadenstruktur GSM

Jede Regelschleife besitzt eine eigene Zeitkonstante: zum einen die elektrische und zum anderen die mechanische Zeitkonstante. Diese errechnen sich nach Gleichung 3 bzw. 4. Für eine einfache Optimierung ist es von Vorteil, wenn die Zeitkonstanten sich deutlich (um den Faktor 10) unterscheiden. Für den verwendeten Motor ergibt sich ein Zeitkonstanten-Verhältnis von 1 : 4,4. Es liegen die Kennkreisfrequenzen nahe beieinander und somit ist die Bestimmung der stabilen Regelparameter schwieriger.

$$\tau_A = \frac{L_A}{R_A} = \frac{310,07mH}{15,82\Omega} = 19,6ms$$

$$\tau_M = \frac{J \cdot R_A}{(k\phi)^2} = \frac{0,025kgm^2 \cdot 15,82\Omega}{(2,139Vs)^2} = 86,44ms$$

**Gleichung 3: Ankerzeitkonstante**

**Gleichung 4: mechanische Zeitkonstante**

Der hohe Ankerkreiswiderstand verursacht die hohe Ankerzeitkonstante. Industrielle GSM weisen einen typischen Ankerkreiswiderstand von ca. 1  $\Omega$  auf. Die verwendete GSM ist speziell für den Laboreinsatz konzipiert. Es kann dadurch das Nebenschlussverhalten sehr gut verdeutlicht werden. Für jede Regelschleife muss je eine zugehörige Systemgröße messtechnisch erfasst werden. Der Vorteil dieser Kaskadenstruktur ist, dass jeder Regelkreis zu den Zeitkonstanten der Teilstrecke angepasste Reglerparameter erhält. Daraus ergibt sich eine höhere Dynamik und ein besseres Regelverhalten. Die Störungen werden in dem Regelkreis ausgeregelt, in dem sie auftreten. Die Störgröße, die Motorquellspannung, bei der Stromregelung ist hier vernachlässigbar. Die Maschine ändert ihre Drehzahl wesentlich langsamer. Daher kann der Stromregler den Einfluss schnell ausregeln. Bei Motoren mit einem Schlankanker (das heißt Motoren mit einem geringen Massen-Trägheitsmoment, was zu einer schnellen Drehzahländerung führen kann) ändert sich die Quellspannung wesentlich schneller. Eine Kaskadenregelung kann auch einfacher in Betrieb genommen werden. Zuerst wird die innere Regelschleife parametrisiert und getestet und anschließend die äußere. Die innere Regelschleife ist die Strom- und die äußere die Drehzahlregelung. Der PI-Regler der

Stromregelung wird nach dem Betragsoptimum eingestellt. Das Betragsoptimum weist ein gutes Führungsverhalten auf. Über einen großen Frequenzbereich soll der Istwert dem Sollwert folgen können. Die Zielübertragungsfunktion im Frequenzbereich lautet  $|G(j\omega_{\rightarrow\infty})| = 1$ . Dies bedeutet, dass der Betrag des Frequenzganges bis zu hohen Frequenzen eins ist. Daraus ergibt sich eine kurze Anregelzeit und ein geringes Überschwingen. Der Sollwert der inneren Schleife wird von dem Regler der äußeren Schleife geliefert. Die Berechnung des Betragsoptimums erfolgt nach Gleichung 5.

$$K_S = \frac{1}{R_A} = \frac{1}{15,82\Omega} = 0,0632$$

$$T_\Sigma = \frac{1}{f} = \frac{1}{20kHz} = 50\mu s$$

16

$$T_{N,I} = T_A = 19,6ms$$

$$K_{p,I} = \frac{T_A}{2 \cdot K_S \cdot T_\Sigma} = \frac{19,6ms}{2 \cdot 0,0632 \cdot 50\mu s} = 26,5$$

#### Gleichung 5: Betragsoptimum

Nach dem Betragsoptimum richtig eingestellte Regelkreise weisen folgende Kriterien bei der Sprungantwort auf:  $t_{AN,BO} = 4,7 \cdot T_\Sigma$  und  $h_{ü,BO} = 4,3\%$ . Die Sprungantwort des Ankerstromkreises ist in Abbildung 14 zu sehen.

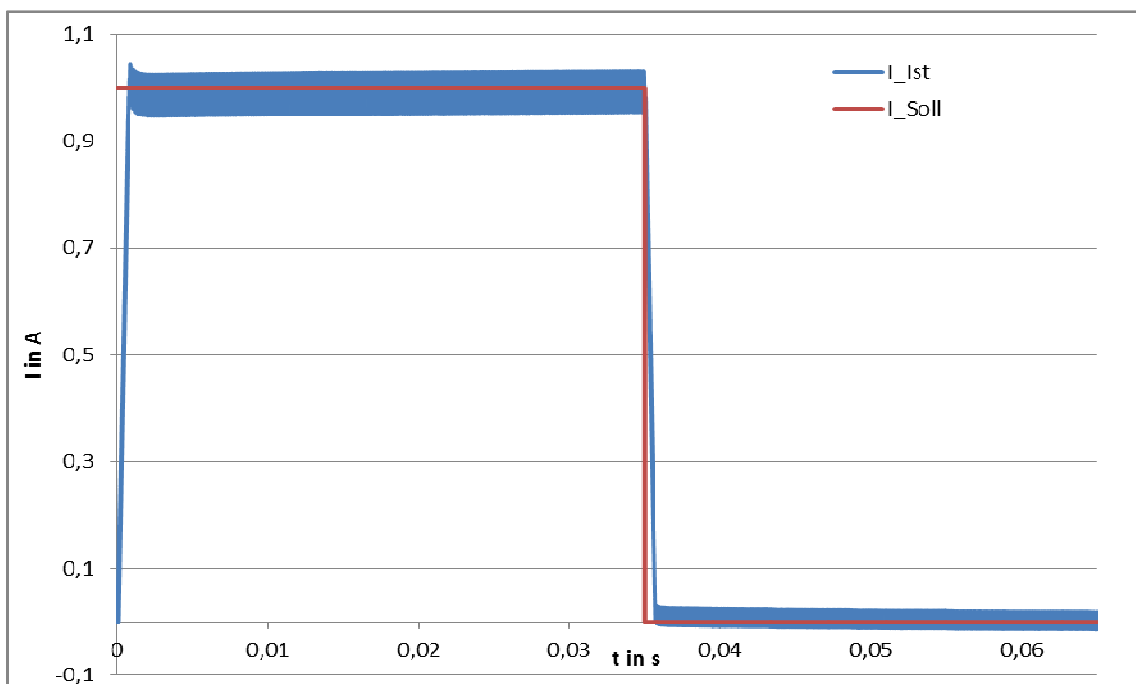


Abbildung 14: Betragsoptimum – Sprungantwort

Der Nachweis erfolgt in einer separaten Simulationsdatei (BO.ecd). Die GSM wird durch die Ersatzschaltelemente R und L nachgebildet. Die Sprungantwort muss bei einer stillstehenden Maschine aufgenommen werden. Der Sollsprung erfolgt von 0 auf 1 A. Ein Überschwingen auf 1,043 A ist zulässig und wird eingehalten. Die Anregelzeit darf maximal 4,7 ms betragen und wird mit 2,3 ms unterschritten. Der Stromregler ist hinreichend richtig eingestellt.

Der PI-Drehzahlregler wird nach dem symmetrischen Optimum eingestellt. Er weist danach ein gutes Störübertragungsverhalten, bei geringer Anregelzeit und einem hohen Überschwingen, auf. Beim symmetrischen Optimum mit offenem Drehzahlregelkreis soll die Durchtrittsfrequenz  $\omega_d$  im geometrischen Mittel der beiden Knickfrequenzen vom Stromregler und Stromrichter liegen. Dabei ergibt sich eine optimale Dämpfung beim geschlossenen Regelkreis. Es lässt sich maximal eine Phasenreserve von  $37^\circ$  einstellen. Die Namensgebung des Verfahrens ist in der entstehenden Symmetrie beim Bodediagramm begründet. Die Störgröße ist das Lastmoment. Ziel ist es, dass das Lastmoment über einen großen Frequenzbereich einen geringen Einfluss auf die Motordrehzahl hat. Die Berechnung des symmetrischen Optimums erfolgt nach der Gleichung 6.

$$T_{N,n} = 4 \cdot T_{N,I} = 4 \cdot 19,6ms = 78,4ms$$

$$K_{p,n} = \frac{\tau_m}{2 \cdot K_s \cdot T_{I-Reg}} = \frac{86,4ms}{2 \cdot 0,0632 \cdot 19,6ms} = 34,9^{17}$$

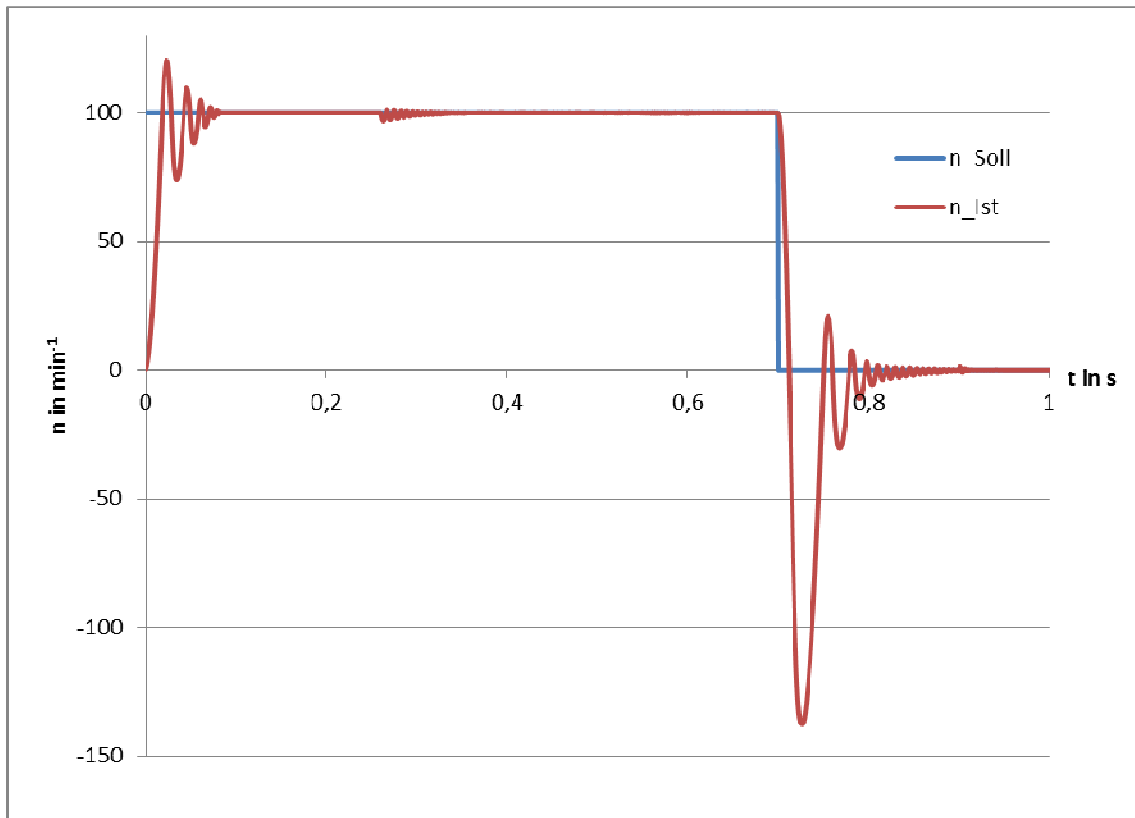
#### Gleichung 6: symmetrisches Optimum

Durch Berechnung der Reglerparameter  $K_{P,n}$  und  $T_{N,n}$  ist es möglich, die Sprungantworten auszuwerten. Die Eigenschaften für das symmetrische Optimum lauten:  $t_{AN,SO} = 3,2 \cdot T_\Sigma$  und  $h_{ü,SO} = 43,4\%$ . In der Abbildung 15 ist die Sprungantwort des Drehzahlreglers mit dem aktiven und richtig parametrierten Stromregler zu sehen. Die Sprunghöhe beträgt  $100 \text{ min}^{-1}$ , sodass der Regler im Kleinsignalverhalten den Sprung ausregelt. Sobald der Regler oder die physischen Parameter gegen einen Grenzwert laufen, ist keine Sprungantwort nach dem symmetrischen Optimum mehr zu erwarten. Bei einem unbelasteten Sprung von 0 auf  $100 \text{ min}^{-1}$  ist ein Überschwingen von 21 % zu verzeichnen. Nach 0,26 s erfolgt ein Lastsprung von 0 auf 6 Nm. Die Drehzahl bricht ca.  $5 \text{ min}^{-1}$  ein und wird in 0,1 s vollständig ausgeregelt. Bei einem Lastsprung unter Belastung von  $100$  auf  $0 \text{ min}^{-1}$  ergibt sich ein erhöhtes Überschwingen, weil der Regler

---

<sup>17</sup> TBF 2001 S. 3

aufgrund der anhaltenden Last in die Begrenzung kommt. Das Kriterium des maximalen Überschwingens wurde eingehalten. Der Regler ist ausreichend gut eingestellt.



**Abbildung 15: symmetrisches Optimum – Sprungantwort**

Die Simulationsergebnisse zeigen, dass alle drei simulierten Regelverfahren für die Ansteuerung einer Gleichstrommaschine geeignet sind. Die vorgenommenen Simulationen vereinfachen die spätere Programmierung des DSPs und die Reglerparameter konnten getestet werden. Die Anweisungen in den Simulationsdateien sind fast identisch zu dem C-Quellcode.

## 4 Auslegung der Komponenten

### 4.1 Leistungsmodul

Bei den Leistungsmodulen gibt es eine Vielzahl von möglichen implementierten Konfigurationen, angefangen von diskreten Einzel-IGBTs bis zu vollintegrierten 3-Wechselrichtern. Dementsprechend ergibt sich eine große Preisspanne. Eine Herausforderung ist es, bedingt durch die kurzen Produktionszyklen, kompatible IGBT-Module und Treiber zu finden. Auswahlkriterien sind: die Kollektor-Emitter-Spannung  $V_{CES}$ , der maximale Strom und maximale Schaltfrequenz. Bei einem B6U am 3-Netz ergibt sich eine Gleichrichterspannung von 538,2 V. Bei induktiven Lasten ist beim Ausschaltvorgang eine Spannungsüberhöhung zu erwarten. Typische  $V_{CES}$  bei IGBTs sind 600 V, 1200 V, 1700 V, 3300 V und 4500 V, sodass die Wahl auf ein Modul mit einer Spannung von 1200 V eingeschränkt werden kann. Die verwendete Siemens GSM hat einen Nennstrom von 3,35 A. Der Anlaufstrom ist wesentlich höher, sofern dieser nicht begrenzt wird. Im Anlauf ist die Quellspannung  $U_q$  gleich Null. Der maximale Strom errechnet sich aus der Ankerspannung und der Summe aller Widerstände im Ankerkreis (Anker-, Drossel-, Leitungs- und Klemmenwiderstand), siehe Gleichung 7. Der Gesamt-Widerstandswert wurde messtechnisch ermittelt.

$$I_{AN} = \frac{U_N}{R_A + R_D + R_L + R_K} = \frac{445V}{15,82\Omega} = 28,1A$$

**Gleichung 7: Anlaufstrom der verwendeten GSM**

Ein Spitzenstrom von 28,1 A muss das Modul ohne Defekt leiten können. Stromrichter sind allgemein nur wenige  $\mu s$  überlastfähig. Dies liegt an den geringen thermischen Zeitkonstanten der Halbleiterelemente. Die Schaltfrequenz sollte über der Grenze des menschlichen Hörbereichs liegen und beträgt deshalb 20 kHz.<sup>18</sup>

Das Modul EVB CP25TD1-24A von Mitsubishi bietet die gewünschten Parameter ( $V_{CES} = 1200$  V,  $I_{EM}$  (Spitzenstrom) = 50 A,  $f = 20$  kHz,  $I_{CE,20\text{ kHz}} = 12,5$  A), siehe Datenblatt Anlage D. Zusätzlich ist ein B6U und ein Chopper-IGBT in dem Leistungsmodul integriert. Das Entwicklungskit, siehe Anlage E, besteht aus einem IGBT-Modul und einem separaten Entwicklungsboard (Platine mit allen IGBT-Treibern). Der Preis des Kits beträgt 110,67 €. Vergleichbare Module von Infineon, Semikron, ABB oder IXYS

<sup>18</sup> DMT 1999 S.53

sind wesentlich kostenintensiver. Am Beispiel von Infineon (bei identischen Leistungsdaten und Integration, mehrere Schutzfunktionen); IGBT-Modul FP25R12KT4\_B15 und Treiberboard 2ED300C17 –SFO\_EVAL ergibt sich ein Gesamtpreis von 344,32 €.<sup>19</sup> Das Entwicklungskit von Mitsubishi wurde aufgrund des Preisvorteils ausgewählt.

Eine Besonderheit bei dem Mitsubishi Modul ist, dass im Falle eines Kurzschlusses das Modul innerhalb von 10  $\mu$ s abgeschaltet werden muss. Es besteht keine Abschaltautomatik. Eine weitere Besonderheit ist, dass die high-side-IGBTs über eine Ladungspumpenschaltung versorgt werden. Bei dieser Ansteuerungsart ist es nicht möglich, den IGBT über einen längeren Zeitraum dauerhaft mit einem high-Signal durchzusteuern. Nach Messungen ergibt sich eine reproduzierbare maximale Einschaltdauer von 359 ms. Nach Ablauf dieser Zeit muss sich der Ladungspumpenkondensator 8,65 ms wieder aufladen, ehe der IGBT wieder einschaltbereit ist. Dazu muss auch am Treiber das Ein-Signal unterbrochen werden. Es ergibt sich eine minimale Frequenz von ca. 2,7 Hz bei einem Tastverhältnis von 97,7 %. In der Abbildung 16 ist die maximale Einschaltdauer oszillographiert. Blau ist die Spannung über dem Ladungspumpenkondensator und rot der Strom durch den IGBT. Sobald die Spannung unter einen bestimmten Wert sinkt, schaltet der Treiber den IGBT ab. Der Wiederaufladevorgang ist in Abbildung 38 in Anlage J Seite XXIX zu sehen.

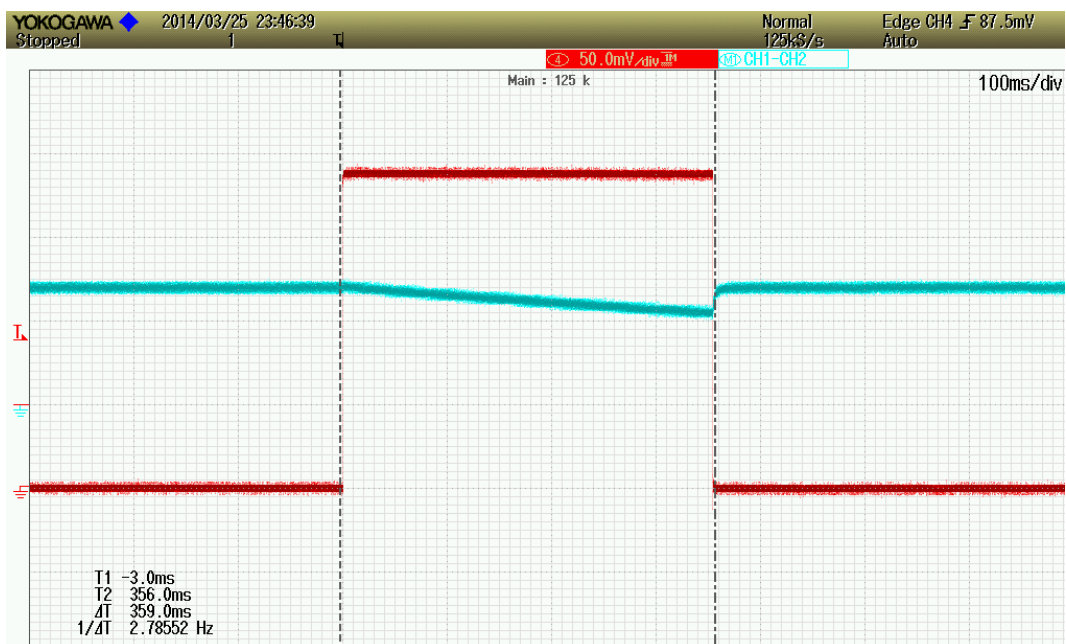


Abbildung 16: maximale Einschaltzeit

<sup>19</sup> MOE 2014

Bei steigender Schaltfrequenz wird der Ladungspumpen Kondensator kontinuierlich nachgeladen. Die Spannung über dem Kondensator bleibt konstant (siehe Anlage J, Abbildung 39).

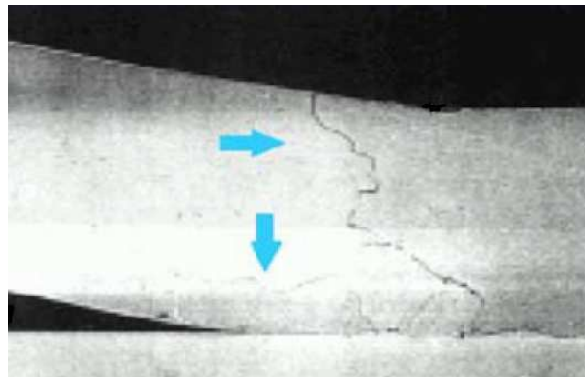
## 4.2 Kühlkörper

Die Berechnung des Kühlkörpers ist ein wesentlicher Bestandteil bei der Dimensionierung von leistungsschaltenden Halbleiterbauelementen. Die Verlustleistung bei Halbleiterschalt-elementen setzt sich aus Schalt- und Stromleit-Verlusten zusammen. Bei einem IGBT kann keine allgemeine Aussage getroffen werden, welche dieser Verlustleistungen überwiegt und daraus als Ansatz für die Kühlkörperberechnung herangezogen werden kann. Die entstehenden Schaltverluste werden durch die Ansteuerzeiten bestimmt. Die Stromleitverluste entstehen im Bereich der pn-Übergänge von Kollektor zu Emitter. Je nach Anwendungsfall: Schaltfrequenz $\uparrow \rightarrow$  Schaltverluste $\uparrow$  bzw. lange Ein-Zeiten bei hohem Kollektorstrom  $\rightarrow$  Stromleitverluste  $\uparrow$  entscheiden über die bestimmende Verlustleistung.<sup>20</sup> Die in Wärme umgesetzte Energie muss durch Wärmeleitung, Konvektion und Wärmestrahlung vom Bauteil an die kühlere Umgebung abgegeben werden. Es stellt sich ein Gleichgewicht ein, wenn es durch zugeführte- und abgegebene Energie (bedingt durch die Transportmechanismen) zu keinem weiteren Temperaturanstieg kommt. Die Sperrschichttemperatur eines Halbleiterbauelements ist die maßgebliche Maximaltemperatur. Bei dem verwendeten Modul von Mitsubishi beträgt diese 125 °C, laut Datenblatt cp25td1\_24a Anlage D Seite XVIII. Bei Überschreitung dieser Temperatur werden die pn-Übergänge zerstört. Es ist deshalb durch geeignete Maßnahmen eine wesentliche Unterschreitung der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur zu realisieren. Eine häufige Ausfallursache von IGBT-Modulen ist auf defekte Bondverbindungen zurückzuführen. Diese treten infolge von Materialermüdung auf, die durch eine periodische Aufheizung und Abkühlung des Chips entstehen. Die Ultraschall-Schweißverbindungen nehmen sehr schnell die Temperatur des Chips an und dehnen sich aus. Das andere Ende ist auch fixiert und kälter, sodass eine periodische Durchbiegung entsteht, was zum Abheben oder Bruch führt, siehe Abbildung 17. Durch eine geringe Chip-Temperatur verringert sich die Beanspruchung der Bondverbindungen. Die Lebensdauer des IGBT-Moduls steigt.

---

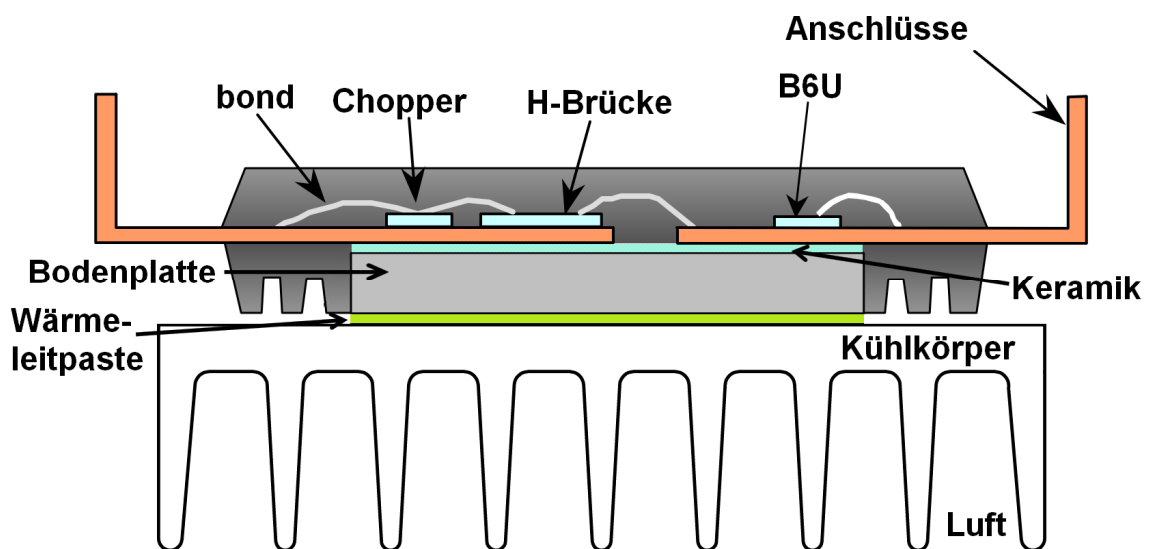
<sup>20</sup> D&V 2002 S.2 ff





**Abbildung 17: Bondverbindung<sup>21</sup>**

Die hier durchgeführte Dimensionierung bezieht sich auf eine teildynamische und statische maximale Verlustleistungsabgabe. Wärmekapazitäten werden nicht berücksichtigt, weil keine Angaben seitens des Kühlkörperherstellers vorhanden sind. Es ergibt sich dadurch eine Leistungsreserve. Bei der Bemessung eines Kühlkörpers ist es notwendig, die Übergangswiderstände genau zu kennen: angefangen von der Verlustleistungsquelle (höchste Temperatur) über die verschiedenen Sperrschichten bis hin zum Kühlmedium (niedrigste Temperatur). In Abbildung 18 verdeutlicht ein Schema den Aufbau von dem Leistungsmodul bis zum Kühlkörper.

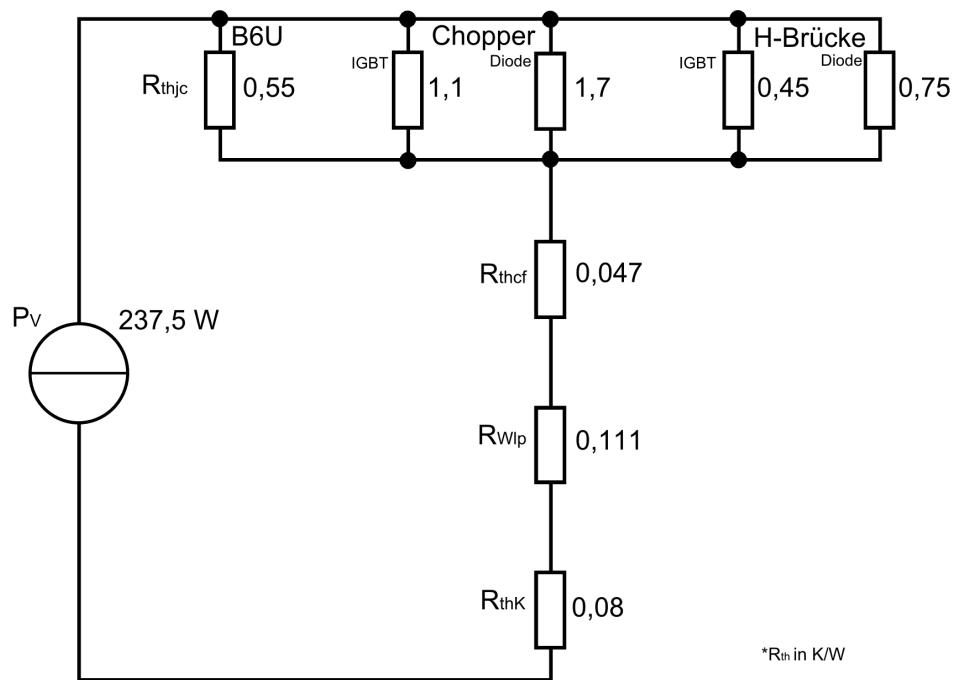


**Abbildung 18: Aufbau Halbleiter – Kühlkörper<sup>22</sup>**

Der Wärmetransport von einem realen Aufbau kann durch eine Ersatzschaltung nachgebildet werden. Die Bezeichnungen und Symboliken sind stark der Elektrotechnik angelehnt. Alle thermischen Widerstände  $R_{th}$  sind in K/W angegeben. Abbildung 19 zeigt das thermische Ersatzschaltbild und dient als Berechnungsgrundlage.

<sup>21</sup> DBE 2009 S.23

<sup>22</sup> Vgl. DIP 2006 S.8



**Abbildung 19: thermisches Ersatzschaltbild**

Die Umgebungstemperatur für das Leistungsmodul wird mit 20 °C festgelegt. Alle Angaben zu den Übergangswiderständen und Verlustleistungen sind dem Datenblatt cp25td1\_24a Anlage D Seite XVI ff. entnommen. Der  $R_{thjc,Gesamt}$  setzt sich aus den parallel geschalteten  $R_{thjc,B6U}$ ,  $R_{thjc,Chopper-IGBT}$  und  $R_{thjc,H-Brücken-IGBT}$  zusammen und beträgt 0,202 K/W. Die Freilaufdioden der IGBTs werden hier nicht mit betrachtet, weil sie nur impulsförmig an der Stromleitung beteiligt sind und die exakte Zeitdauer nicht bekannt ist. Für den  $R_{th}$  der Wärmeleitpaste ist kein separates Datenblatt verfügbar. Die maximale Gesamt-Verlustleistung des Moduls setzt sich aus den statischen und dynamischen Verlusten aller aktiven Elemente (Gleichrichterioden, zwei H-Brücken-IGBTs und einem Chopper-IGBT) zusammen. Als erstes erfolgt die statische Betrachtung. Die Verlustleistung zweier stromführenden Gleichrichterioden errechnet sich nach Gleichung 8.

$$P_{V,Dioden} = U_{FM} \cdot I_F \cdot 2 = 1,1V \cdot 25A \cdot 2 = 55W$$

**Gleichung 8: Gleichrichterioden-Verlustleistung**

Die statische Betrachtung der H-Brücken-IGBT-Leitverluste erfolgt nach Gleichung 9. Die Nennspannung der GSM von 445 V und 538,2 V Gleichrichtwert der B6U ergeben nach Gleichung 2 ein zu erwartendes Tastverhältnis von 0,845.

$$P_{V,Leit} = U_{CE(sat)} \cdot I_C \cdot d \cdot n = 2V \cdot 25A \cdot 0,845 \cdot 2 = 84,5W$$

**Gleichung 9: Leitverlustleistung**

Die Verlustleistung des Chopper-IGBTs  $P_{V,Chopper}$  nach Gleichung 9 ergibt 30 W.

Als zweites erfolgt die Betrachtung der dynamischen Verlustleistungen der H-Brücke mit einer Schaltfrequenz von 20 kHz. Hierfür sind die Schaltverluste entscheidend, siehe Abbildung 20. Diese werden maßgeblich durch die Gatewiderstände bestimmt und der daraus resultierenden Anstiegs- und Abfallzeiten ( $t_{\text{aus}}$  und  $t_{\text{ein}}$ ). Je länger ein Schaltvorgang dauert, desto höher sind die Schaltverluste. Die Gatewiderstände wurden in einer Vorbetrachtung im Gliederungspunkt 4.4.6 bestimmt. Der Ein- bzw. Ausschaltverlust pro Impuls beträgt 1,0 mJ bzw. 0,7 mJ.

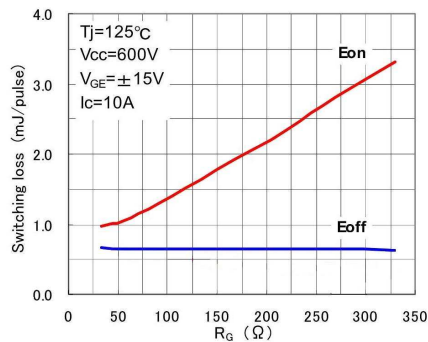


Abbildung 20: Schaltverluste<sup>23</sup>

Die resultierende Schaltverlustleistung zweier angesteuerter H-Brücken-IGBTs berechnet sich nach Gleichung 10.

$$P_{V, \text{Schalt}} = E_{SL} \cdot f \cdot 2 = (1 + 0,7) \frac{\text{mJ}}{\text{pulse}} \cdot 20 \text{k} \frac{\text{pulse}}{\text{s}} \cdot 2 = 68 \text{W}$$

#### Gleichung 10: Schaltverlustleistung

Die Gesamtverlustleistung ergibt sich aus den Einzelverlustleistungen  $P_{V, \text{Dioden}}$ ,  $P_{V, \text{Leit}}$ ,  $P_{V, \text{Chopper}}$  und  $P_{V, \text{Schalt}}$ . Der maximal zulässige  $R_{\text{thK}}$  errechnet sich nach Gleichung 11.

$$\begin{aligned} R_{\text{thK}} &= \frac{T_J - T_U}{P_{V, \text{Gesamt}}} - R_{\text{thjc, Gesamt}} - R_{\text{thcf}} - R_{\text{thW}} \\ &= \frac{125^\circ\text{C} - 20^\circ\text{C}}{237,5 \text{W}} - 0,202 \frac{\text{K}}{\text{W}} - 0,047 \frac{\text{K}}{\text{W}} - 0,111 \frac{\text{K}}{\text{W}} = 0,082 \frac{\text{K}}{\text{W}} \end{aligned}$$

#### Gleichung 11: thermischer Widerstand des Kühlkörpers

Das Ergebnis der Berechnung bedeutet, dass ein Kühlkörper mit weniger als 0,082 K/W verwendet werden muss. Der gewählte Kühlkörper LA17-200 von Fischer Elektronik besitzt einen  $R_{\text{thK}}$  von 0,08 K/W. Dieser geringe  $R_{\text{th}}$ -Wert entsteht durch eine Zwangskühlung. Bei einem Defekt des Lüfters steigt der Übergangswiderstand an. Eine ausreichende Kühlung wäre nicht mehr gewährleistet. Eine regelmäßige Wartung ist Pflicht. Der Motornennstrom von 3,35 A liegt weit unterhalb des betrachteten maximal zulässigen Stroms. Des Weiteren ist der Chopper-IGBT nicht dauerhaft in Betrieb,

<sup>23</sup> Vgl. DIP 2006 S.14

sodass die maximale Verlustleistung selten nur für kurze Zeitabschnitte abgegeben wird. Die nicht berücksichtigte Wärmekapazität des Kühlkörpers bildet ebenfalls eine Sicherheit. Der Kühlkörper ist somit ausreichend dimensioniert. Falls es zu einer Überschreitung der Leistungsmodul-Temperatur von 100 °C kommt, wird die Anlage abgeschaltet, sodass eine thermische Zerstörung nicht eintreten kann.

### 4.3 Zwischenkreiskondensator

Die Simulation des Zwischenkreiskondensators im Kapitel 3.2.1 ergab eine Kapazität von 600 µF.

Es folgt die Betrachtung der Spannungsfestigkeit inklusive worst case-Fall:

Laut Norm EN 50160 darf die Netzspannung im Niederspannungsnetz um  $\pm 10\%$  schwanken. Deshalb kann die Netzspannung bis zu 253 V betragen. Im motorischen Betrieb dient der B6U als Spannungsquelle. Der daraus höchst zu erwartende Gleichrichtwert berechnet sich nach Gleichung 12:

$$U_d = 253V \cdot 2,34 = 592V$$

#### **Gleichung 12: maximaler Gleichrichtwert der B6U Spannung**

Die Spitzenspannung der mit 300 Hz gepulsten Gleichspannung ergibt sich nach Gleichung 13.

$$U_p = 253V \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} = 619,7V$$

#### **Gleichung 13: Spitzenwert der B6U**

Im Leerlauf können höhere Spannungen auftreten. Eine Messung ergab bei dem verwendeten unbelasteten Transformator eine Leerlauf-Gleichrichtspannung von 687,5 V bei 233,4 V Leiter-Erde-Eingangsspannung.

Im Falle des generatorischen Betriebs der GSM speist diese in den Zwischenkreis ein. Wenn dieser aufgeladen ist, steigt die Spannung weiter an. Ab einer Zwischenkreisspannung von 590 V schaltet der Chopper-IGBT zu. Die Sperrspannung des IGBT-Moduls beträgt 1200 V. Die Spannungsfestigkeit des Kondensators sollte auch mindestens 1200 V betragen. Als Bautyp ist ein Folienkondensator gewünscht. Gegenüber einem Elektrolytkondensator bietet dieser eine höhere Impulsstrombelastbarkeit und höhere Lebensdauer. Bei Elektrolytkondensatoren bedarf es oft einer Reihenschaltung, um die gewünschte Spannungsfestigkeit zu erreichen. Auch ist dabei auf eine Symmetrierung dieser zu achten. Durch die hohen Fertigungstoleranzen kommt es bei Nichtbeachtung zu einer unsymmetrischen Spannungsaufteilung. Dies ist bei passend dimensioniertem Folienkondensator nicht notwendig. Ein weiterer Vorteil ist, dass Foli-

en Kondensatoren auch mit höherer Spannungsfestigkeit in großen Stückzahlen gefertigt werden und somit ein geringerer Preisunterschied zu den allgemein günstigeren Elektrolytkondensatoren (aufgrund der Reihenschaltung) besteht. Der gewählte Folienkondensator FFLI6Q0607K-- von AVX bietet eine Spannungsfestigkeit von 1,4 kV und  $1,5 \times U_{NDC}$  für 10 s und einem Strom von 60 A. Über den deutschen Lieferant Farnell kostet dieser Kondensator 817,10 €. Der Bezug über den US Amerikanischen Lieferant digikey sparte 699 €.

Bei der Verwendung von Kondensatoren mit höheren Spannungen und Strömen ist darauf zu achten, dass eine regelmäßige Kontrolle der Anschlussklemmen und Isolatoren erfolgt. Gegebenenfalls ist eine Reinigung von Staub und Schmutz notwendig, um eine Kriechwegbildung zwischen elektrisch leitfähigen Teilen untereinander zu verhindern. Weiterhin ist auf eine ausreichende Belüftung zu achten, sodass die auftretende Verlustwärme abgeführt wird. Es ist dabei die maximal zulässige Betriebstemperatur zu beachten. In diesem Fall liegt diese bei 95 °C.

## 4.4 Widerstände

### 4.4.1 Einschaltwiderstand

Der Umrichter bezieht seine elektrische Energie aus einem Zwischenkreis. Dieser besteht aus einem 600 µF Kondensator. Die Speisung dessen erfolgt von einem B6U, welcher über einem 3~Trenntransformator an das Laborversorgungsnetz angeschlossen ist. Beim Zuschalten von kapazitiven Lasten entstehen sehr hohe Einschaltströme in Höhe des Kurzschlussstromes. Der B6U liefert einen Nennstrom von 25 A und einen Spitzenstrom von 315 A. Primärseitig ist der 3~Trenntransformator mit drei 35 A NH-Sicherungen abgesichert. Wenn die Anlage ohne Einschaltstrombegrenzung eingeschaltet würde, würden die Sicherungen auslösen. Es könnte auch zu einer Zerstörung des B6Us führen. Aus diesem Grund ist eine Einschaltstrombegrenzung notwendig. Ein 120 Ω/500 W Drahtwiderstand war im Laborinventar vorhanden. Dieser begrenzt den Einschaltstrom auf 4,5 A. Nach 30 s wird dieser Widerstand durch einen Hauptschaltkontakt eines Leistungsschützes überbrückt. Der Versuchsstand ist anschließend betriebsbereit.

### 4.4.2 Entladewiderstand

Der Einbau aller Betriebsmittel erfolgt in einem Niederspannungsschaltschrank ( $U_{NEN} < 1000$  V). Es muss demzufolge die Norm DIN EN 61439-1 VDE 0660-600-1:2012-06 Niederspannungs-Schaltgerätekombinationen eingehalten werden. Es besteht eine Hinweispflicht für Betriebsmittel (z. B. Kondensatoren), wenn nach dem Abschalten eine gefährliche elektrische Ladung vorhanden ist. Als gefährliche, elektrisch

geladene Betriebsmittel zählen Betriebsmittel mit Ladungsspannung, die nach dem Abschalten nach einer Zeit von fünf Sekunden noch auf über 120 VDC geladen sind.<sup>24</sup> Der Kondensator wird im ausgeschalteten Zustand auf unter 60 VDC entladen, weil die Schaltschranktür bei anliegender Spannung nicht verriegelt werden kann. Dennoch ist eine Kennzeichnung zu empfehlen. Die errichtete Anlage befindet sich in einem Unterrichtsraum mit Experimentierständen und unterliegt besonderen Anforderungen. Die Norm DIN VDE 0100-723 Errichten von Niederspannungsanlagen - Anforderungen für Betriebsstätten, Räume und Anlagen besonderer Art Teil 723: Unterrichtsräume mit Experimentiereinrichtungen ist einzuhalten.

Die Norm DIN EN 60204-1/A1 VDE 0113-1/A1:2009-10 Sicherheit von Maschinen – Elektrische Ausrüstung von Maschinen Teil 1: Allgemeine Anforderungen besagt, dass fünf Sekunden nach dem Ausschalten aktiver Teile eine Restspannung weniger als 60 V erreicht werden muss. Des Weiteren muss die Unfallverhütungsvorschrift BGV A3: Elektrische Anlagen und Betriebsmittel eingehalten werden. Arbeiten unter gefährlichen Spannungen sind nicht zulässig. Deshalb muss eine Entladung des 600 µF Zwischenkreiskondensators immer möglich sein. Ein Öffnerkontakt des Schützes Q1 wird im betriebsbereiten Zustand geöffnet, sodass ein Aufladen des Kondensators gewährleistet ist. Sobald dieses Schütz abfällt, ist der Öffnerkontakt im Normalzustand geschlossen. Die Ladung kann sich durch den Widerstand abbauen. Die Spannung sinkt nach einer Exponentialfunktion. Eine Berechnung des benötigten Widerstandswertes erfolgt nach Gleichung 14. Die Toleranz des Kondensators beträgt ± 10 %. Der ungünstigste Fall für die Entladung ergibt sich aus einer Kapazität von 660 µF und einer Spannung von 1400 V.

$$R = \frac{-t}{\ln\left(\frac{U_c}{U}\right) \cdot C} = \frac{-5s}{\ln\left(\frac{60V}{1400V}\right) \cdot 660\mu F} = 2,4k\Omega$$

**Gleichung 14: Entladewiderstand**

Der gewählte Widerstand von Ohmite besitzt folgende Parameter: 2,0 kΩ ± 5 %, 225 W, 10-fach Überlastbarkeit für fünf Sekunden.

Die maximale Verlustleistung, die impulsförmig auftritt, ist bei dem kleinsten zu erwartenden Widerstandswert zu berechnen, siehe Gleichung 15.

---

<sup>24</sup> NSK 2012

$$P_{VI} = \frac{U^2}{R} = \frac{(1400V)^2}{1900\Omega} = 1032W$$

#### Gleichung 15: Impulsverlustleistung

Zur Überprüfung wurde die Gleichung 14 nach U umgestellt. Der höchste zu erwartende Spannungswert, der nach fünf Sekunden anliegen kann, beträgt 38,0 V. Der Grenzwert der Entladespannung und die Belastbarkeit des Widerstandes werden eingehalten. Der Widerstand ist ausreichend dimensioniert.

Im Falle eines Defektes des 2,0 kΩ Widerstandes oder des Schützes sorgt ein weiterer fest verdrahteter Widerstand für eine sichere Entladung. Mit den folgenden Werten: 500 kΩ/2,5 W  $U_N = 20,0$  kV sorgt dieser für einen Spannungsabfall, nach t umgestellter Gleichung 14, auf 60 V nach 15 m und 45 s.

#### 4.4.3 Chopper-Widerstand

Als Anhaltspunkt für die Dimensionierung des Chopper-Widerstandes dient der Umrichter der Ladesäule von SEW. Dessen Widerstand beträgt 39 Ω und 1,2 kW Verlustleistung.

Das Datenblatt des Mitsubishi Moduls gibt Auskunft über die zulässigen Ströme des Chopper-IGBTs. Ein Nennstrom von 15 A und ein Pulsstrom von 30 A sind einzuhalten. Die Einschaltspannung der zweipunkt-geregelten Zwischenkreisspannung beträgt 610 V und die Ausschaltspannung 590 V. Um den Chopper-IGBT-Strom einzuhalten, bedarf es einen Widerstand größer 40,67 Ω, nach Gleichung 16.

$$R_{Chopper} = \frac{U_{ZK}}{I_{Chopper}} = \frac{610V}{15A} = 40,67\Omega$$

#### Gleichung 16: Chopper-Widerstand

Es wurde ein Leistungswiderstand mit 47 Ω und 2,5 kW,  $R \leq \pm (1\% R + 0.05 \Omega)$  von TE Connectivity ausgewählt. Dieser bietet eine dreifache Überlastbarkeit für fünf Sekunden bzw. 16-fach für fünf Minuten (ohne Flammenbildung). Nach Gleichung 15, mit den Werten für den Chopper-Widerstand, ergibt sich eine Spitzenverlustleistung von  $\approx 8$  kW. Dies ist eine Impulsüberlastung um das 3,2-fache. Die mögliche Verlustleistungsabgabe nimmt ab einer Temperatur von 50 °C ab. Bei einer Temperatur von 150 °C beträgt diese noch 70 %. Ein Thermoschalter schaltet ab dieser Temperatur die Anlage ab. Der Widerstand hat eine zulässige Temperatur von 225 °C. Der Widerstand wird außerdem aktiv gekühlt. Ein Schutz vor Überlastung ist deshalb gewährleistet. Der Widerstand ist somit ausreichend dimensioniert.

#### 4.4.4 Temperaturmesswiderstand

In dem Mitsubishi IGBT-Modul ist ein Negative Temperature Coefficient (NTC)-Widerstand integriert. Ab einer Temperatur von 100 °C soll das IGBT-Modul abgeschaltet werden. Für die Auswertung dieses Wertes sind der NTC und ein Spannungsteiler vorgesehen. Dieser wird durch ein 5 V Schaltnetzteil versorgt. Das Widerstand-Temperatur-Verhalten ist in Abbildung 21 dargestellt. Das rot umrahmte Quadrat symbolisiert die  $\pm 5\%$  Toleranz des NTC. Wenn der NTC einen Widerstand von 1 k $\Omega$  (entspricht einem Spannungsfall von 2,5 V) erreicht, wird die Anlage abgeschaltet. Damit eine geringe Beeinflussung des Spannungsteilers entsteht, wird ein 1 k $\Omega$  Widerstand mit einer Toleranz von 0,1 % und einem geringen Temperaturdrift von  $\pm 15\text{ppm}/^\circ\text{C}$  eingesetzt.

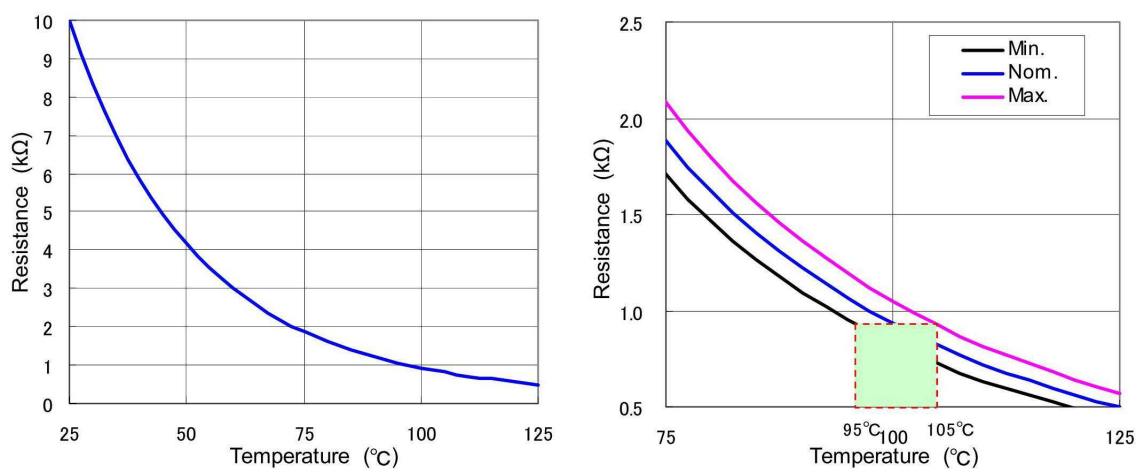


Abbildung 21: Temperaturverlauf NTC<sup>25</sup>

#### 4.4.5 Shunt

Das Datenblatt des Evaluation-Boards, Seite 7, gibt eine Dimensionierungsgleichung (Gleichung 17) für die Shunt-Widerstände an:  $I_{C, rated} = 24\text{ A}$ .

$$R_s \approx \frac{0,5V}{1,7 \cdot I_{C, rated}} = \frac{0,5V}{1,7 \cdot 24A} \approx 12,25m\Omega$$

Gleichung 17: Shunt-Widerstand

Der berechnete Wert ist kein Normwert. Ein 15 m $\Omega$  SMD-Präzisionswiderstand 2817 5,0 W, 1,0 % wurde ausgewählt.

#### 4.4.6 Gatewiderstände

Die Ermittlung der Gatewiderstände bedarf besonderer Aufmerksamkeit. Es gibt minimale und maximale Begrenzungen bei der Widerstandswahl. Es muss ein Kompromiss

<sup>25</sup> Vgl. DIP 2006 S.15



aus den folgenden Kriterien gefunden werden. Bei einem geringen Gatewiderstand ist ein schneller Schaltvorgang möglich ( $dv/dt \uparrow$ ) und geringe Schaltverluste entstehen. Dabei ist zwingend der sichere Betriebsbereich – SOA (safe operating area) – einzuhalten, sodass eine Zerstörung der Treiber und der IGBTs ausgeschlossen werden kann. Im Datenblatt ist kein Diagramm enthalten, das diesen Bereich näher definiert. Allgemein erläutert gibt es den FBSOA (forward bias safe operating area). Dieser gibt in Durchlassrichtung die maximale Spannung  $U_{CE}$  bei einem  $I_C$  im Sättigungsbereich an. Der RBSOA (reverse bias safe operating area) gibt in Sperrichtung beim Abschalten, Gatespannung Null und während  $I_C$  weiterhin fließt, den maximalen Strom an. Bei einem zu steilen Anstieg kommt es zum Latch-up und das BE ist nicht mehr über das Gate ansteuerbar. Moderne IGBTs besitzen durch ihren internen Aufbau eine geringe Anfälligkeit auf den Latch-up-Effekt. Der  $I_{Latch}$  beträgt ca. das Fünffache des  $I_C$  und ist abhängig von  $T_J$  und vom Gatewiderstand. Der letzte Bereich ist der SCSOA (short circuit safe operating area). Im Kurzschlussbetrieb gibt dieser die maximale Zeit an, in dem das BE angesteuert werden kann.<sup>26</sup> Des Weiteren ist der maximal mögliche Gatestrom des Treibers zu beachten. Der verlötete Treiber M81019FP liefert  $\pm 1$  A. Ein maximaler Gatewiderstand wird zum einen durch eigene Vorgaben der Schaltzeiten begrenzt und zum anderen durch zu langsame Schaltvorgänge, bei denen es zur Erhöhung der Schaltverlustleistung und Temperatur kommt. Des Weiteren sollen die Ein- und Ausschalt-Gatewiderstände keine zu große Differenz bei den Schaltgeschwindigkeiten hervorrufen.

Das Datenblatt, Anlage E, zu dem Entwicklungskit gibt folgende Gleichung 18 für die Berechnung des minimalen Gatewiderstandes an:

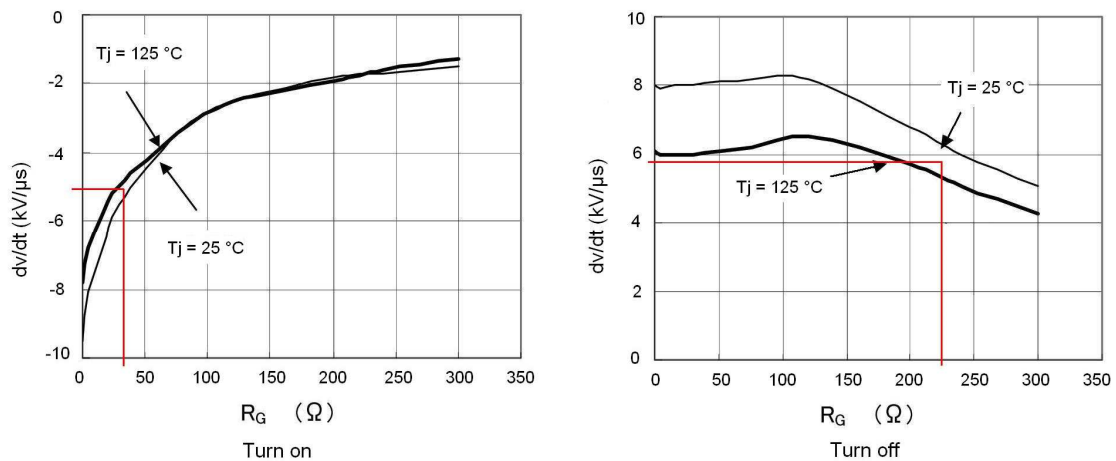
$$R_{G(min)} = \frac{313}{I_{C,rated}} = \frac{313}{24A} = 13\Omega$$

#### **Gleichung 18: Mindest-Gatewiderstand**

Im Datenblatt wird ein  $33 \Omega$  Widerstand empfohlen. Für den Einschalt-Gatewiderstand ( $R_{GON}$ ) kommt dieser auch zum Einsatz. Während des Testbetriebes stellte sich heraus, dass die  $33 \Omega$  Ausschalt-Gatewiderstände ( $R_{GOFF}$ ) unzulässig hoch belastet werden. Deshalb wurden sie durch  $220 \Omega$  ersetzt. Es stellte sich nun ein stabiler Zustand ein.

In der Abbildung 22 lässt sich die Spannungsänderungsgeschwindigkeit für die Gatewiderstände ablesen. Im Betrieb ist die erwartete Junction-(Sperrschicht-)Temperatur ca.  $90^\circ\text{C}$ . Bei dem  $R_{GON}$  ergibt sich  $-5,5 \text{ kV}/\mu\text{s}$  und  $5,8 \text{ kV}/\mu\text{s}$  für den  $R_{GOFF}$ .

<sup>26</sup> D&V 2002 S.3 ff

Abbildung 22: Schaltgeschwindigkeit<sup>27</sup>

Wichtig ist die Betrachtung der Schaltverluste in Abhängigkeit der Gatewiderstände. In der Abbildung 19 ist ersichtlich, dass die Schaltverluste näherungsweise konstant bei Zunahme des  $R_{G\text{OFF}}$  sind. In der Hinsicht ist keine besondere Betrachtung notwendig. Bei Zunahme des  $R_{G\text{ON}}$  steigen die Schaltverluste linear an. Die gewählten 33  $\Omega$  liegen am Anfang der Kennlinie und ergeben dadurch die geringsten Schaltverluste.

## 4.5 Sensoren

### 4.5.1 Strom

Für eine Regelung und energetische Betrachtung ist es notwendig, die Stromrichtung und den Mittelwert zu kennen. Eine exakte Abbildung des Stromverlaufs bei 20 kHz Ansteuerung ist nicht notwendig. Vier verschiedene Stromwerte sind von Interesse. Diese sind: Strom aus dem B6U, Strom am Zwischenkreiskondensator, der Strom eingangsseitig der H-Brücke und der Ausgangsstrom. Von den ersten drei Strömen ist es ausreichend, nur zwei zu messen. Der dritte ergibt sich durch eine Knotenpunktanalyse. Daraus ergeben sich folgende Anforderungen:

- bipolare Strommessung
- Eingangsstrombereich:  $\pm 50$  A
- Genauigkeit:  $\pm 1$  %
- Ausgangsspannung: maximal  $\pm 10$  V

Der Stromwandler HXN 20-P von LEM bietet diese Eigenschaften. Die 20 beziehen sich auf einen primären Nennstrom von 20 A. Der Messbereich des Wandlers beträgt

<sup>27</sup> Vgl. DIP 2006 S.15

$\pm 60$  A. Der Wandler gibt  $\pm 4$  V aus, sodass der Eingangsmessbereich des ADCs eingehalten wird. Das zugehörige Datenblatt ist auf der Anhang-CD enthalten.

### 4.5.2 Spannung

Für die studentischen Versuche muss die Zwischenkreis- und die Ausgangsspannung erfasst werden. Die Zwischenkreisspannung ist unipolar bis maximal 1000 V. Weil die H-Brücke die Polarität der Spannung umkehren kann, muss die Ausgangsspannung bipolar messbar sein. Die Messung des exakten Spannungsverlaufes ist nicht erforderlich.

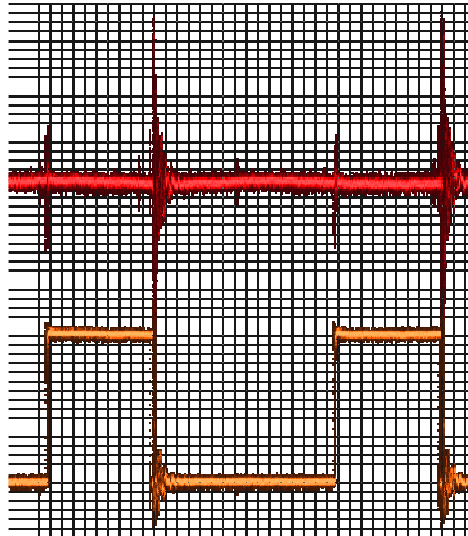
Bei den Spannungssensoren gibt es eine Vielzahl von Produkten. Der Vergleich von fünf Angeboten (Dewtron DAQP-HV, LEM CV3-1000, Knick P29000P2, GMC-I Sineax TV 819 und Chen Yang Technologies GmbH & Co. KG) ergab das günstigste Angebot von Chen Yang. Die Preise unterscheiden sich bis um das 10-fache. Unterschiede ergeben sich in Hinsicht ihrer Genauigkeit und Bandbreite. Da keine exakte Abbildung der Spannung erforderlich ist, reicht ein günstigeres Produkt aus.

Die Spannungssensoren von Chen Yang besitzen eine Genauigkeit von 0,2 % bzw. 0,5 %. Für die unipolare Messung wird der Sensor des Typs CYVT01-83S1-0,5-U1000V und für die bipolare Messung ein CYVT01-83S2-0,5-B1000V verwendet. Beide liefern eine unipolare Ausgangsspannung von 0 bis 10 V. Die Datenblätter sind auf der Anhang-CD enthalten.

### 4.6 Pegelanpassung

Die drei Komponenten, DSP, H-Brücken-Treiber und Display, arbeiten mit verschiedenen Spannungspegeln. Auch wenn die Notwendigkeit der Spannungsanpassung auf die jeweiligen Pegel eine oft auftretende Aufgabe ist, ist dessen Lösung eine Herausforderung. Anfänglich sollte eine Pegelwandlung von 3,3 V auf 5 V zwischen DSP und Treiberplatine erfolgen. Während des Testbetriebes mit drei verschiedenen bidirektionalen Pegelwandlern konnte kein stabiler Betriebszustand erreicht werden. Ursache war zum einen, dass zwei Pegelwandler keine umfassende Bidirektionalität aufwiesen. Dies bedeutet: entweder konnte der Spannungspegel bei allen acht Kanälen von 3,3 V auf 5 V oder umgekehrt gewandelt werden. Eine kanalweise unabhängige Wandlungsrichtung war nicht möglich. Dies wäre notwendig, weil sechs Ansteuerkanäle einen 5 V Logikpegel besitzen und der Portpin-Eingang des DSP für das Fehlersignal der Treiberplatine 3,3 V besitzt. Zum anderen trat auch bei geschirmter, geerdeter und verdrillter Signalleitung ein unzulässig hohes Übersprechen zwischen den Leitungen auf. Dadurch kam es zu Fehlauslösungen der Interrupt Service Routine für die Abschaltung

der Leistungselektronik, siehe Abbildung 23. Das rote Signal ist der Spannungsverlauf des Fehlersignals. Das orange Signal ist das Ansteuersignal des Chopper-IGBTs. Der hier getestete Pegelwandler ist der ADG3308 von Analog Devices mit nur einem Ansteuersignal. Sobald noch zwei weitere hinzukamen, entstand ein nicht mehr auswertbares Fehlersignal.



**Abbildung 23: Störung des Fehlersignals**

Die Lösung dessen erfolgte durch eine direkte Verdrahtung der sechs Ansteuerkanäle ohne Pegelwandlung. In einer Testphase wurde die Schaltschwelle des IGBT-Treibers oszillographiert. Das Einschalten ist ab einem Spannungspegel von 2,85 V sichergestellt. Der DSP liefert eine typische Ausgangsspannung von 3,2 V. Die 0,35 V Sicherheit sind ein ausreichend funktionsfähiger Kompromiss. Das Fehlersignal vom IGBT-Treiber zum DSP wird durch einen Spannungsteiler aufbereitet. Als Leitung wird eine doppelt geschirmte Netzwerkleitung verwendet. Es tritt nur noch ein sehr geringes Übersprechen auf.

Für die Two-Wire-Interface-Kommunikation (TWI oder auch I<sup>2</sup>C genannt) bedarf es nicht zwingend eines Pegelwandlers. Die Portpins für die Signal- und Datenleitung des DSPs sind 5 V kompatibel. Dennoch kommt ein Pegelwandler zum Einsatz. Notwendig wird dies durch die Leitungslänge. Der Pegelwandler wird hauptsächlich als Signalwiederholer eingesetzt. Die Anforderung an den Wandler ist ein kanalunabhängiger bidirektionaler Betrieb. Es kommt der vier-kanalige Pegelumsetzer AN10441 von NXP Semiconductors zum Einsatz. Dieser übernimmt die Wandlung der folgenden Signale: Takt-, Daten- und Sendebuffersignal.

## 4.7 DSP

Die Forschungsgruppe, unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Rauchfuß, setzt bei ihrem Projekt „Ladesäule“ einen DSP von Analog Devices ein. Die dort gewonnenen Erfah-

rungen und der Wunsch, innerhalb des Lehrstuhles Antriebs- und Regelungstechnik so wenig wie möglich unterschiedliche Programmiersysteme parallel zu betreiben, veranlassten auch in diesem Projekt, auf den ADSP BF537 zurückzugreifen. Dieser arbeitet mit 600 MHz Systemtakt, besitzt 32 Bit Registerbreite, 32 I/O Pins, acht PWM Signalquellen und einen TWI Bus. Für die Verarbeitung von Analogwerten ist es notwendig, einen ADC zu integrieren. Intern ermittelte Werte sollen mittels DAC auch ausgegeben werden können. Hierfür kommen Wandler von Analog Devices zum Einsatz: ein ADC EVAL-AD7606EDZ bzw. DAC EVAL-AD5668SDCZ. Beide besitzen acht Kanäle, so dass eine Erfassung der Zwischenkreis-, Ausgangsspannung, Strom vom B6U, Strom zur H-Brücke, Strom aus der H-Brücke, Motordrehzahl, Temperatur und Sollwert möglich ist.

## 5 Aufbau

Der Versuchsstand befindet sich im elektrischen Maschinenlabor Haus 9-002 der Hochschule Mittweida. Der Maschinenstrang besteht aus zwei baugleichen Siemens GSM, welche mittels einer Drehmomentmesswelle von Dr. Staiger Mohilo gekoppelt sind. Diese sind auf einem großen Maschinenbett montiert. Eine GSM wird über einen kreisstromfreien Umkehrstromrichter „SINAMICS DCM“ von Siemens angesteuert. Dieser kann in allen vier Quadranten arbeiten und stellt eine gut geeignete Belastungseinrichtung dar. Einzelheiten können dem Praktikumsbericht „Realisierung eines Versuchsstandes für geregelte und gesteuerte stromrichter gespeiste Gleichstrommaschinen“ auf der Anhang-CD entnommen werden. Ein Schaltschrank neben dem Maschinenbett bietet ausreichend Montageraum für alle notwendigen Baugruppen. Das Blockschaltbild, Abbildung 24, zeigt übersichtlich die wesentlichen Komponenten. Dazu zählt die Steuerung (DSP, ADC und DAC), Leistungselektronik (B6U, Temperatursensor, Treiberschaltung, Chopper- und H-Brücken-IGBTs) und der Antriebsstrang (zwei Motoren, Messwelle und Tachogenerator).

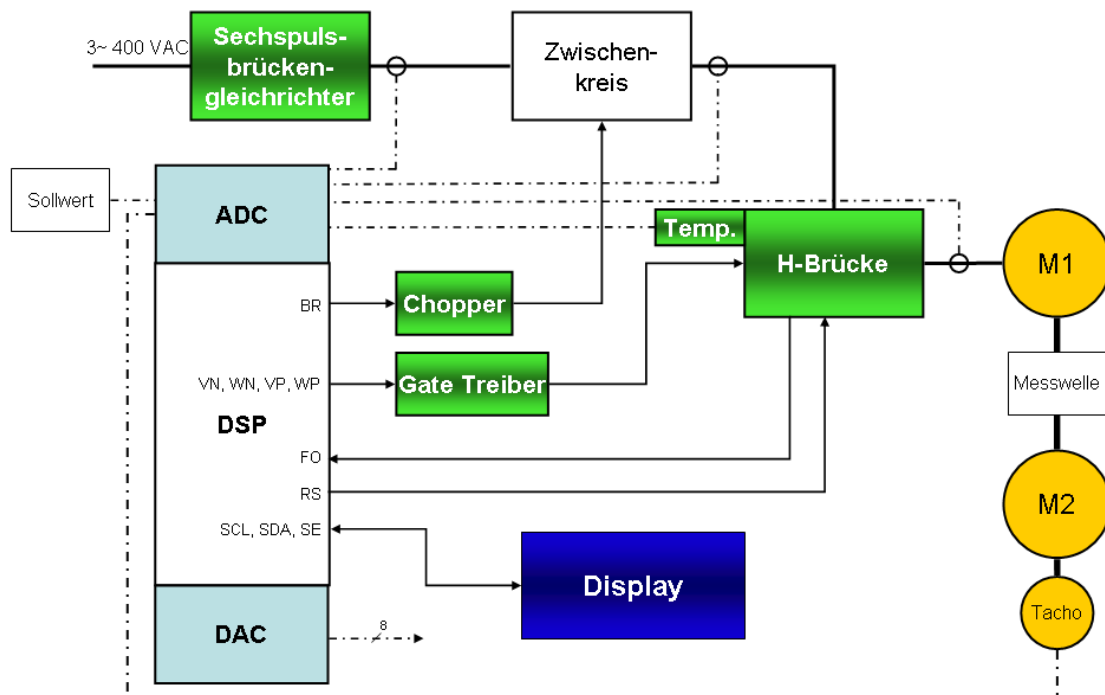


Abbildung 24: Blockschaltbild

## 5.1 Sicherheitskonzept

Der neue Versuchsstand ist in den bestehenden Not-Aus-Kreis integriert. An jedem Arbeitsplatz, an jedem Ausgang und weiteren exponierten Stellen sind Not-Aus-Taster frei zugänglich angebracht. Es kann zu jedem Zeitpunkt die Anlage spannungsfrei geschaltet werden. Das Betätigen des Not-Aus-Tasters führt zu keinen neuen Gefahren (z. B. Ausfall der Allgemeinbeleuchtung). Nach fünf Sekunden ist eine Entladung des Zwischenkreiskondensators auf unter 60 V sichergestellt. Anschließend darf auch die Schaltschranktür geöffnet werden. Das Öffnen der Schaltschranktür während des Betriebs schaltet die Leistungselektronik aus. Der Öffnerkontakt des Rollenendlagenschalters unterbricht die Selbsthaltung des Hauptschützes. Ein unbeabsichtigtes Berühren der im Normalzustand unter Spannung stehenden Betriebsmittel ist somit nicht möglich. Ein Warnschild mit Warnung vor gefährlicher elektrischer Spannung und dem Hinweis „Schaltschranktür erst 30 Sekunden nach dem Ausschalten öffnen“ ist gut sichtbar am Schaltschrank befestigt.

Mechanische Abdeckungen über der Maschinenwelle und an deren Enden verhindern ein unkontrolliertes Eingreifen. Alle Maschinenelemente besitzen passende Spannelemente. Vor jeder Verwendung sind diese auf ordnungsgemäßen Zustand und Festsitz zu überprüfen. Sicherheitsrelevante Bedienelemente sind als Öffner ausgeführt. Eine Drahtbruchsicherheit ist gewährleistet. Falls es durch eine Fehlfunktion zu einer Überlastung des Chopper-Widerstandes kommen sollte, schaltet ein Thermoschalter ab 150 °C die Anlage spannungsfrei. Alle nach außen geführten Buchsen sind als Sicherheitsbuchsen bis 1000 V mit Berührungsschutz ausgeführt. Es sind ausschließlich die zugehörigen Laborleitungen mit Berührungsschutz zu verwenden. Während des Betriebs ist darauf zu achten, keine Laborleitungen abzustecken. Gleichstrom besitzt keinen natürlichen Nulldurchgang. Es kann ein Lichtbogen entstehen. Durch die Ankerinduktivität kann sich der Strom nicht sprunghaft ändern und es wird eine höhere Spannung induziert, um den Stromfluss aufrecht zu erhalten. Der Lichtbogen erlischt erst, wenn die Lichtbogenspannung unterschritten wird. Es besteht eine Gefahr für den Menschen und die Anlage durch die thermische, visuelle und akustische Belastung. Falls es zu einer Durchströmung eines Menschen kommen sollte, ist sofort der Not-Aus-Taster zu betätigen. Anschließend sind weitere Rettungsmaßnahmen einzuleiten. Es kann zu Verkrampfungen und zur Elektrolyse des Blutes kommen, die Nervenschäden und einen Herzstillstand verursachen können.

Vor Verwendung ist sicherzustellen, dass die GSM zum einen korrekt angeschlossen und zum anderen der Erregerstrom auf Nennstrom eingestellt ist. Eine separate Über-

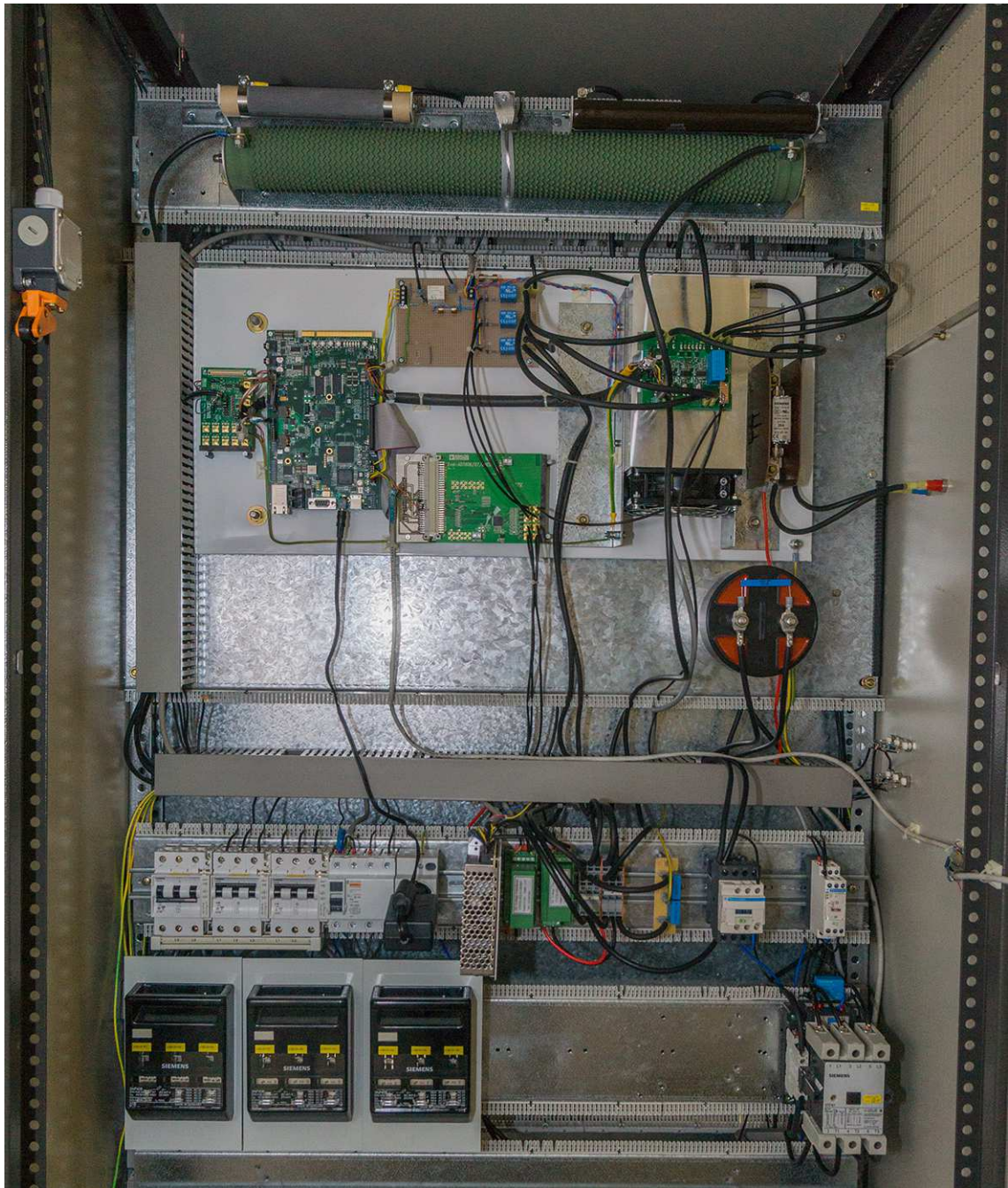
wachung ist nicht vorhanden. Eine automatische Software-Abschaltung bei Ankerstrom- und Drehzahlüberschreitung ist vorhanden. Der Ausgangsgleichstrom ist durch eine spezielle 20 A Gleichstrom NH-Sicherung abgesichert.

Bedingt durch den Einsatz eines 3~Trenntransformators entsteht ein IT-Netz. Die Normen DIN VDE 0160 (Ausrüstung von Starkstromanlagen mit elektronischen Betriebsmitteln) und DIN VDE 0100-410 (Errichten von Niederspannungsanlagen) schreiben bei dieser Netzform vor, dass eine Isolationsüberwachungseinrichtung grundsätzlich zu installieren ist. Die DIN VDE 0100-723 (Anforderungen für Betriebsstätten, Räume und Anlagen besonderer Art: Unterrichtsräume mit Experimentiereinrichtungen) besagt, dass die Isolationsüberwachungseinrichtung sicher beim ersten Fehler abschalten muss. Der Ansprechwert von  $\geq 50 \text{ k}\Omega$  muss in der Isolationsüberwachungseinrichtung eingestellt werden. Die Isolationsüberwachungseinrichtung muss auch für Gleichspannungen geeignet sein, sonst kann es bei einer anliegenden Fehlergleichspannung die Isolationsüberwachungseinrichtung außer Funktion setzen. Wenn nur der Brandschutz (DIN VDE 0100-530 532.3) einzuhalten wäre, wäre die Messung des Differenzstromes ausreichend gewesen. Der Versuchsaufbau befindet sich in einem Unterrichtsraum mit Experimentiereinrichtungen, deshalb muss auch der Personenschutz gewährleistet sein. Mögliche Ursachen für einen Fehlerstrom sind: Isolationsbeschädigungen im Zwischenkreis oder am Ausgang des Pulsstellers. Ein Isolationswächter muss für Spannungen bis zu 1000 VDC geeignet sein. Ein zusätzlicher Fehlerstromschutzschalter (RCD) ist nicht zwingend vorgeschrieben. Ein geeignetes Isolationsüberwachungsrelais CM-IWN.1/CM-IVN von ABB kostet ca. 1000 €.

## 5.2 Schaltschrank

Innerhalb des Schaltschranks erfolgte die Montage folgender Komponenten: Sicherungen, Transformator, Schützschaltung, Widerstände, Leistungselektronik, Steuerung und Sensoren. Dabei wurde darauf geachtet, dass BE, die Wärme verursachen, im oberen Teil des Schaltschranks montiert werden. In der rechten Außenwand des Schaltschranks befinden sich zwei Lüftungsöffnungen. An der unteren Öffnung ist ein 200 mm Industrielüfter montiert. Dieser saugt kühlere Umgebungsluft an und die erwärmte Innenluft kann durch die obere Lüftungsöffnung entweichen. Ein ausreichender Luftaustausch ist gewährleistet. Die Abbildung 25 zeigt den Aufbau innerhalb des Schaltschranks.





**Abbildung 25: Schaltschrank**

Im unteren Teil des Schaltschranks, nicht auf der Abbildung 25 zu sehen, befindet sich der 3~Trenntransformator. Der Stromlaufplan des Schaltschranks befindet sich in Anlage G und der Verdrahtungsplan für die Leistungselektronik in Anlage H. Alle Stromlauf- und Klemmenpläne befinden sich an der Innenseite der Schaltschranktür.

Die Leitungsauswahl erfolgte nach DIN VDE 0298-4/2013 für eine Umgebungstemperatur von 25 °C. Die Verlegart entspricht B1, Verlegung in geschlossenen Elektroinstallationskanälen, mit drei belasteten Adern. Der Transformator ist mit 35 A abgesichert. Ein Mindestquerschnitt von 6 mm<sup>2</sup> ist erforderlich. Alle weiteren Steuerleitungen sind

mit  $1,5 \text{ mm}^2$  ausgeführt. Der Querschnitt der Gleichstromleitungen beträgt  $4 \text{ mm}^2$ . Bei zwei belasteten Adern ist ein Strom von 25 A zulässig, was dem IGBT-Nennstrom von 25 A entspricht. Die Leitungen sind entsprechend ihrer Anforderung ausgelegt.

An der Außenseite des Schaltschranks sind elf BNC-Buchsen rausgeführt. Drei davon sind Analogwerteingänge. Diese sind: Sollwert, Tachogeneratorspannung und Drehmomentwert von der Auswerteeinheit der Drehmomentmesswelle von Dr. Staiger Mohilo. Die acht weiteren BNC-Buchsen sind Analogwertausgänge, welche frei durch die Programmierung des DSPs belegt werden können. Zwei Sicherheitslaborbuchsen in den Farben rot und blau sind die Ausgänge der H-Brücke.

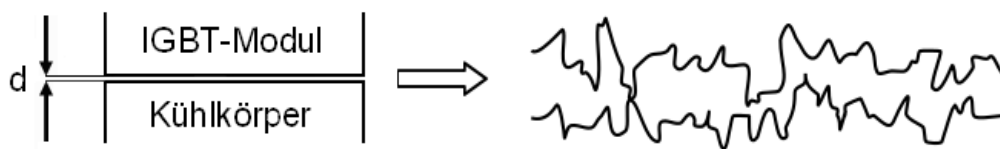
Im Laborraum 9-002 befinden sich drei Schaltschränke. Am Schaltschrank eins befinden sich alle Bedienelemente, um das Labor betriebsbereit zu schalten. An diesem wird über zwei rechteckige Taster der Schaltschrank zwei, in dem sich der Einphasenwechselrichter befindet, mit grün ein- bzw. mit rot ausgeschaltet. Danach sind der DSP, das Display und die allgemeine Steuerung betriebsbereit. In der Tür des Schaltschranks zwei befinden sich zwei runde Taster. Ein grüner Ein- und ein roter Aus-Taster. Darüber wird die Betriebsspannung des Einphasenwechselrichters zugeschaltet. Drei kleinere runde Taster sind für die Bedienung der Leistungselektronik vorgesehen. Diese sind: ein grüner für Betriebsbereit, ein weißer für An/Aus und ein schwarzer für die Quittierung von Fehlern.

Die Verdrahtung des Displays erfolgte nach der Anlage B, Pinbelegung Display. An den Pins für die TWI Takt- und Datenleitungen sind jeweils ein  $1 \text{ k}\Omega$  Pull-Up-Widerstand angelötet. Dieser Widerstandswert wurde experimentell ermittelt, sodass ausreichend steile Flanken für eine gute Auswertung entstehen.

### 5.3 Leistungselektronik

Das Entwicklungsboard (EVB) von Mitsubishi, bestehend aus dem IGBT-Modul und der Leiterplatte mit der Ansteuerschaltung, bietet die Möglichkeit Schaltungseigenschaften selbst zu bestimmen. Die Widerstände wurden im Gliederungspunkt 4.4 bestimmt. Diese wurden fachgerecht verlötet. Anschließend erfolgte die Verlotung der Leiterplatte mit dem IGBT-Modul. Kurze Lötzeiten bei  $350 \text{ }^\circ\text{C}$  verkürzen eine Belastung der Komponenten. Bei einem zu langen Lötvorgang können die Bondverbindungen und Halbleiterschichten im Inneren des Moduls zerstört werden.

Bei dem Auftragen der Wärmeleitpaste ist besondere Sorgfalt notwendig. Der thermische Übergangswiderstand zwischen dem IGBT-Modul und dem Kühlkörper ist stark von der Oberflächengüte der BE abhängig. Vor der Montage müssen die Oberflächen staub- und fettfrei sein. Durch die Oberflächenrauheit entsteht ein Luftspalt, siehe Abbildung 26. Die Bauteile berühren sich nur an mehreren Spitzen. Die Wärmeleitpaste sorgt dafür, dass eine thermische Verbindung auf der ganzen Fläche entsteht. Der Wärmewiderstand zu Luft ist um ein Vielfaches höher; dementsprechend dürfen keine Luftblasen zwischen den Flächen vorhanden sein. Der Übergangswiderstand verringert sich bei steigendem Anpressdruck und Temperatur. Zum einen verringert sich der Luftspalt und zum anderen vergrößert sich die Auflagefläche. Die optimale Schichtdicke beträgt 100 bis 200  $\mu\text{m}$ . Bei zu geringer Pastenschicht können eventuell nicht alle Oberflächenunebenheiten ausgeglichen werden und bei zu hoher Schichtdicke kann es zu Lufteinschlüssen kommen. Eine hochwertige Wärmeleitpaste unterliegt einer geringen Alterung. Dies stellt eine langfristige thermisch stabile Verbindung zwischen den Baugruppen sicher. Die Wärmeleitpaste verhindert auch die Oxidation der Oberfläche.



**Abbildung 26: Oberflächenrauheit<sup>28</sup>**

Bei der Verschraubung des IGBT-Moduls ist das maximale Drehmoment von 1,47 Nm zu beachten. Zuerst sollte eine Seite mit ca. 25 % vom Nennmoment ( $M_N$ ), danach die andere Seite auf  $M_N$  und anschließend die erste Seite auf  $M_N$  angezogen werden. Bei Nichtbeachtung dessen führt dies zu mechanischen Spannungen im Chip, die zur Zerstörung führen können.

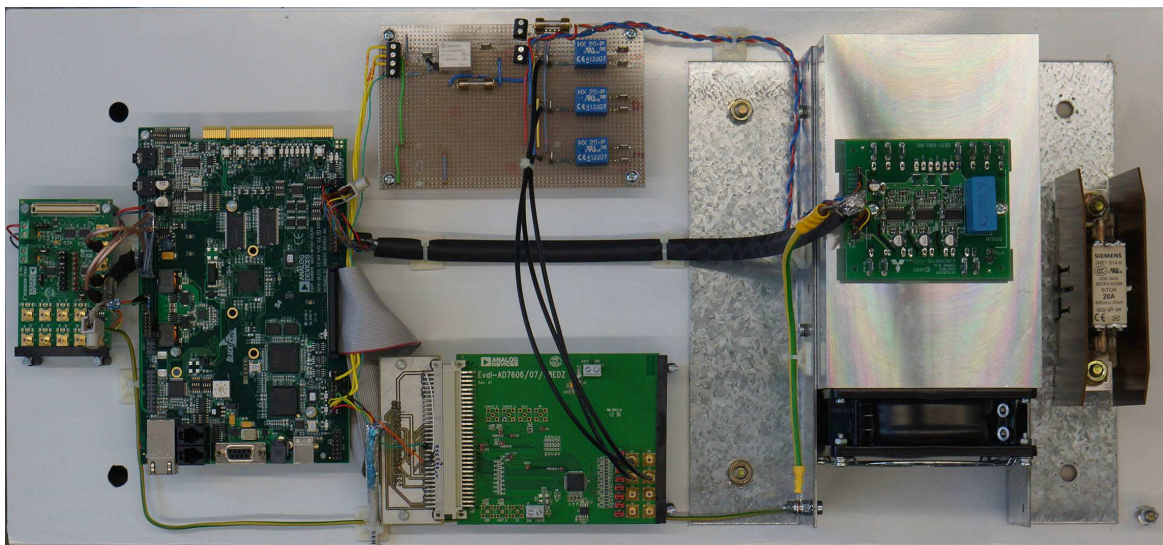
Auf Abbildung 18 ist ersichtlich, dass eine spezielle Fläche für die thermische Kopplung zu dem Kühlkörper vorhanden ist. Umgeben wird diese von dem Gehäuse mit Kühlrippen. Bei der hier durchgeführten Montage liegt das Modul vollflächig auf dem Kühlkörper auf. Das Datenblatt zu dem EVB gibt an, dass eine Mindest-Luftstrecke von 5,5 mm zwischen dem Kühlkörper und den elektrischen Kontakten vorhanden sein muss. Die Anschlüsse sind 2,3 mm von der Unterkante entfernt. Deshalb ist eine selbstklebende Isolations-Wärmeleitfolie mit einer Durchschlagsfestigkeit von 5 kV bis zur Außenkante der Treiberplatine aufgebracht. Die Isolations-Luftstrecke wird verstärkt.

<sup>28</sup> Angelehnt an DBE 2009 S.57



## 5.4 Steuerung

Für die Montage aller Platinen ist es von Vorteil, eine separate Grundplatte zu verwenden. Dies erleichtert den Einbau in den Schaltschrank. Die Grundplatte befindet sich im oberen Teil des Schaltschranks. Von außen kann durch ein Glasfenster der Aufbau betrachtet werden. Den Studenten ermöglicht dies, den Aufbau auch während des Betriebs nachzuvollziehen, ohne die Schaltschranktür öffnen zu müssen. Dadurch wird die Gefahr minimiert, elektrisch leitfähige Bauteile zu berühren. Auf der Grundplatte sind folgende Komponenten montiert: der ADSP BF537, das ADC Evaluierungsboard AD7606, das DAC Evaluierungsboard AD5663REB, eine Adapterplatine (ADC zu DSP), Peripherieplatine (mit drei Stromwandlern, Relais, Spannungsversorgung und zwei Pegelwandler) und die Leistungselektronik, siehe Abbildung 27.



**Abbildung 27: Steuerung mit Leistungselektronik**

Eine kurze Leitungsführung wurde beachtet. Es wird dadurch die Störeinkopplung verringert. Alle Platinen sind auf isolierten Abstandhaltern befestigt, um Masseschleifen zu vermeiden. Es besteht ein zentraler Erdungspunkt. Die Ansteuerleitung zur Leistungselektronik ist eine geschirmte und verdrehte Netzwerkleitung. Der Schirm ist beidseitig geerdet. Eine Störeinkopplung und ein Übersprechen wird dadurch verringert. Alle Gleichspannungsleitungen sind verdreht und massenah verlegt. Die DSP-Pinbelegung ist in Anlage A ersichtlich.

Die Stromwandler und ein Relais befinden sich auf einer separaten Leiterplatte. Das Relais wird über einen Transistor vom DSP angesteuert. Dieses unterbricht die Selbsthaltung des Hauptschützes im Fehlerfall. Der Schaltplan der Leiterplatte befinden sich in Anlage I.

## 6 Programmierung

### 6.1 Display

Für die Visualisierung kommt ein sieben Zoll TFT-Display, EA eDIPTFT70-A, von Electronic Assembly zum Einsatz. Es besitzt ein resistives Touchscreen, zwei Analog-ein- und acht digitale Aus- und Eingänge. Die Auflösung beträgt 800 x 480 Pixel. Kommuniziert wird über den synchronen TWI-Bus. Der Vorteil dieses Displays ist eine implementierte Intelligenz. Dies bedeutet, dass auf vordefinierte Zeichensätze, Grafiken, Animationen, Toolbars, Graphen, Fonts und Macros schnell zugegriffen werden kann, welche im Display hinterlegt sind. Alle Elemente können pixelgenau ausgegeben werden. Die Programmierung erfolgt mit eigenen hochsprachenähnlichen Grafikbefehlen. Die Befehle sind leicht verständlich. Sie bringen dennoch nicht den vollen Funktionsumfang wie z. B. bei der Programmiersprache C mit. Alle Befehle des Displays können detailliert in dem zugehörigen Datenblatt auf der Anhang-CD nachgelesen werden. Die Befehle bestehen aus drei Elementen: als Erstes ein Escape-Zeichen #, als Zweites die in zwei Buchstaben kodierte Funktion und als Drittes die Funktionsparameter (z. B. Koordinaten und Nutzdaten). Es ist kein Speicher vorhanden, der adressiert werden kann und in dem Variablen abgelegt werden können. Deshalb müssen bei einem Menüwechsel alle zuvor eingegebenen und dargestellten Daten per TWI-Bus erneut gesendet werden. Alle Grafiken und Menüs sind im Display fest hinterlegt und werden ohne TWI-Datenübertragung dargestellt. Für die Programmierung wird ein Evaluation-Board EVALeDIPTFT70 genutzt, welches nicht mehr in der fertigen Anlage vorzufinden ist. Damit ist es möglich, den internen Zeichensatz anzupassen, Animationen, Macros und Bilder (wie z. B. das Logo der Hochschule Mittweida) dauerhaft zu implementieren. Wenn diese Funktion nicht benötigt wird, kann das Display auch direkt programmiert werden. Für die Bus-Kommunikation ist ein Datenübertragungsprotokoll (Small Protokoll) eingebettet. Darauf wird unter 6.2.2 näher eingegangen. Die Datenblätter zu dem Display und dem Evaluation-Board sind auf der Anhang-CD enthalten. Das Datenblatt beinhaltet nicht die Codierung der Daten, die bei einer Übertragung vom Display zum DSP per TWI gesendet werden. Deshalb mussten die übertragenen Bytes analysiert werden. In Anlage F Seite XXIV ist dies aufgeschlüsselt dargestellt. Es wurden drei digitale Eingänge des Displays verwendet. Der erste für den Taster „Betriebsbereit“, der zweite für „Start“ und der dritte für „Quittierung“. Drei digitale Ausgänge des Displays signalisieren den Zustand der Leistungselektronik. Es wurden LEDs mit reduziertem Strombedarf verbaut, sodass diese direkt vom Ausgang angesteuert

werden konnten. Eine grüne LED signalisiert „Betriebsbereit“, eine gelbe LED „in Betrieb“ und eine rote LED „Fehler“.

Die Visualisierung ist in fünf Anzeigefenster gegliedert, siehe Abbildung 28. In der Programmiersprache werden diese als Macros bezeichnet. Das nullte Macro ist als Startmacro zu verstehen. Dieses erscheint beim Zuschalten der Spannungsversorgung, bei einem externen Reset, nach Neustart bei einer Fehlfunktion und bei wiederkehrender Spannung nach einer Unterbrechung. Diese Macros werden in der Programmsprache folgend definiert: *PowerOnMacro*, *ResetMacro*, *WatchdogMacro* und *BrownOutMacro*. In dem jeweiligen Macro wird das nullte Macro aufgerufen, sodass das Display zu keinem Zeitpunkt in einem undefinierten Zustand verweilen kann. Dieses Macro beginnt mit einer Initialisierung. Dazu zählt, dass die Anzeige vollständig gelöscht, alle Ausgänge zurückgesetzt, die Helligkeit eingestellt, Soundfunktionen, Animationen und sonstige Anzeigeelemente deaktiviert werden. Nachfolgend erscheinen allgemeine Angaben zur Hochschule, zum Standort, zum Versuch und das Menü. Die Anzeige ist in zwei Teile gegliedert. Links sind die Touchflächen für die Menüwahl angeordnet. Rechts daneben werden je nach Menü die jeweiligen Funktionen dargestellt. Alle folgenden Macros für das Menü werden als Macroprozess bezeichnet. Das Menü gliedert sich in „Hochschullogo“, „Betrieb“, „Parameter1“, „Parameter2“ und „Fehler“.

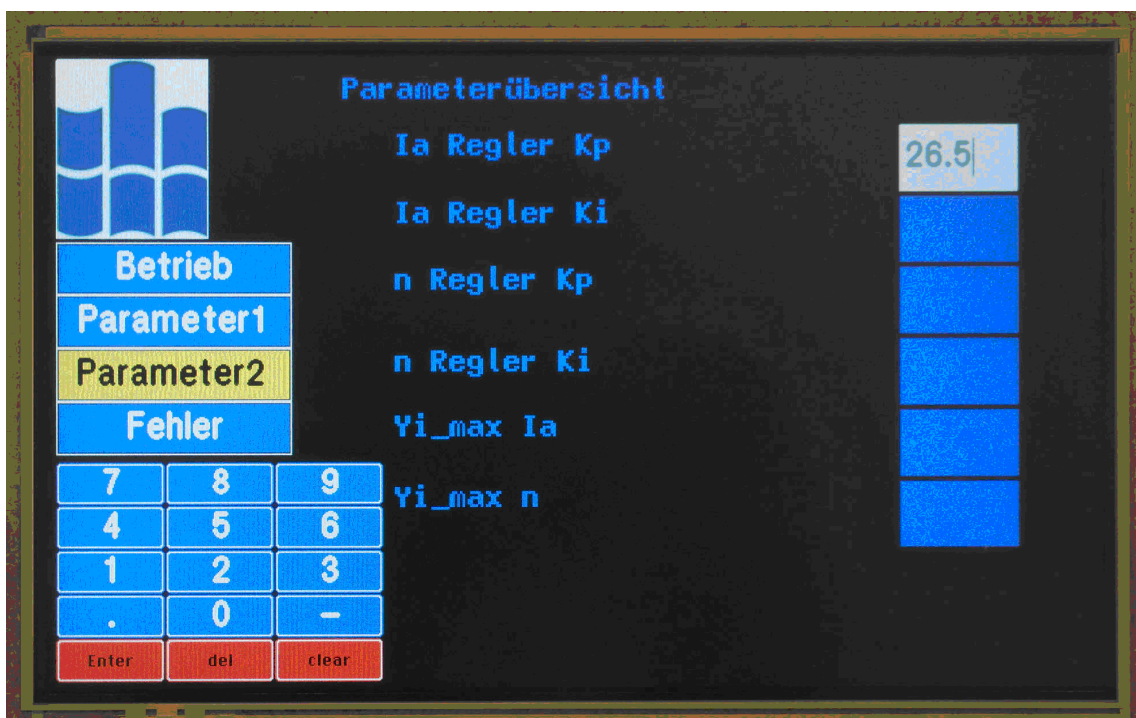


Abbildung 28: Display

Das jeweils aktivierte Macro besitzt je eine eigene Codierung, welche an den DSP übermittelt wird. Dadurch erkennt dieser, wann welche Daten an das Display zu übertragen sind. Touchflächen können statt einer Beschriftung auch mit einem Bild erstellt

werden, wie es bei dem Logo der Hochschule der Fall ist. Bei Betätigung dessen wird der erste Macroprozess gestartet. Dies entspricht von der Visualisierung dem nullten Macro, aber ohne Initialisierung. Bei Betätigung von „Betrieb“ erfolgt die Anzeige des Sollwertes, der Zwischenkreisspannung und der Temperatur des IGBT-Moduls. Die Werte werden sekundlich aktualisiert. Wenn „Parameter1“ aktiviert wird, erscheinen zum einen rechts acht Editboxen. In diesen können folgende Werte eingegeben werden: Ansteuerart ( $1 \triangleq \text{PWM}$ ,  $2 \triangleq \text{zweipunktgeregelt}$ ,  $3 \triangleq \text{dreipunktgeregelt}$ ), Regelungsart ( $0 \triangleq \text{Drehzahlregelung}$ ,  $1 \triangleq \text{Drehmomentregelung}$ ), Schalthysterese (relevant bei einem zwei- oder dreipunktgeregelten Signal), Schaltfrequenz (bei einem PWM-Signal;  $1 \triangleq 20 \text{ kHz}$ ,  $2 \triangleq 10 \text{ kHz}$ ,  $3 \triangleq 3 \text{ kHz}$  und  $4 \triangleq 500 \text{ Hz}$ ), Stromgrenze in Ampere, Drehzahlgrenze in  $\text{min}^{-1}$ , I-Anteil vom Stromregler und vom Drehzahlregler aktivieren und deaktivieren. Zum anderen erscheint unter dem Menü ein Nummernblock mit den Ziffern 0 bis 9, eine „clear“ Taste (die in einer aktiven Editbox alle Zeichen entfernt), „del“ Taste (die in einer aktiven Editbox ein Zeichen entfernt) und einer „Enter“ Taste (mit der die Zeichenkette der aktiven Editbox in den Sendepuffer des Displays gestellt wird). Bei Aktivierung von „Parameter2“ wird ebenfalls der Nummernblock angezeigt. Es können in den sechs erscheinenden Editboxen folgende Werte übergeben werden: Verstärkungsfaktoren  $K_p$  und  $K_i$  und die maximalen Integrationswerte für den Ankerstrom und die Drehzahl. Die im DSP hinterlegten Werte werden jeweils neben den Editboxen angezeigt. Im Menü „Fehler“ wird im Fehlerfall ein Hilfetext des aufgetretenen Fehlers angezeigt. Mögliche Fehler sind: Abschaltung durch Brückenkurzschluss, Überschreitung der zulässigen Zwischenkreisspannung, Ausgangsstrom, Drehzahl, Drehmoment oder Temperatur des IGBT-Moduls.

## 6.2 DSP

Der verwendete ADSP BF537 von Analog Devices wurde als Entwicklungskit gekauft. Darauf befindet sich eine umfangreiche Peripherie, die durch verschiedene DIP-Schalter zu- und abgeschaltet werden kann. Zum Beispiel muss der Schalter SW5 vollständig deaktiviert werden, um alle Portpins des Ports F nutzen zu können. An diesem sind unter anderem auch die Testtaster verdrahtet. Die Taktleitung des DACs ist am Port J angeschlossen. Die notwendige Funktionalität wird durch den Schiebeschalter SW7 aktiviert.

Für die Programmierung wird die Software VisualDSP von Analog Devices verwendet. Während der Programmierung war es zweckmäßig, in der Hilfefunktion von VisualDSP nach spezifischen Registern zu suchen. Diese Informationen sind grundlegend auch in den Datenblättern enthalten. Ein Zugriff über die Software ermöglichte eine Zusam-

menfassung aller benötigten Informationen, die innerhalb der PDF meist nur separiert vorhanden sind. Nachfolgend wird auf die einzelnen Quelldateien näher eingegangen. Alle Quelltexte sind auf der Anhang-CD enthalten.

Bei einer strukturierten Programmierung ist es zweckmäßig, im Vorfeld einen Programmablaufplan zu entwerfen. Dadurch wird ersichtlich, welche Programmier-Arbeitspakete zustande kommen. Auch wird das Verständnis des Programmablaufs für außen stehende Personen nachvollziehbar. Der Programmablaufplan, siehe Abbildung 29, ist nach DIN 66001 entworfen. Danach ist die **main.c** Quelldatei programmiert worden.

### **main.c/main.h**

Damit das Hauptprogramm so übersichtlich wie möglich gestaltet werden kann, ist es notwendig, die verschiedenen Programmabläufe, die eine spezielle Funktion realisieren, in eigene Unterprogramme/Funktionen aufzuteilen. Nachfolgend kann dann jeweils ein Funktionsaufruf erfolgen. Die einzelnen Funktionen werden in den nachfolgenden Gliederungspunkten ausführlich betrachtet.

In der main.c wird einmalig beim Programmstart die Initialisierung der GPIOs, Timer und des TWIs aufgerufen, anschließend der ADC ausgewertet und die Daten an den DAC übergeben. Darauf folgend werden die Daten an das Display übergeben und Daten vom Display abgeholt. Danach erfolgt der Aufruf der Schutzfunktionen. Falls ein Fehler oder eine Quittierung dessen vorliegt, wird das Programm in Folge unterbrochen bzw. zurückgesetzt. Im Anschluss werden die Soll- und Istwerte je nach Betriebsmodi zugeordnet und bei Start die Ausgangsgröße je nach Verfahren zweipunkt-, dreipunkt- oder mittels PWM und kaskadiertem PI-Regler manipuliert. Der zyklische Interrupt startet das Hauptprogramm erneut.



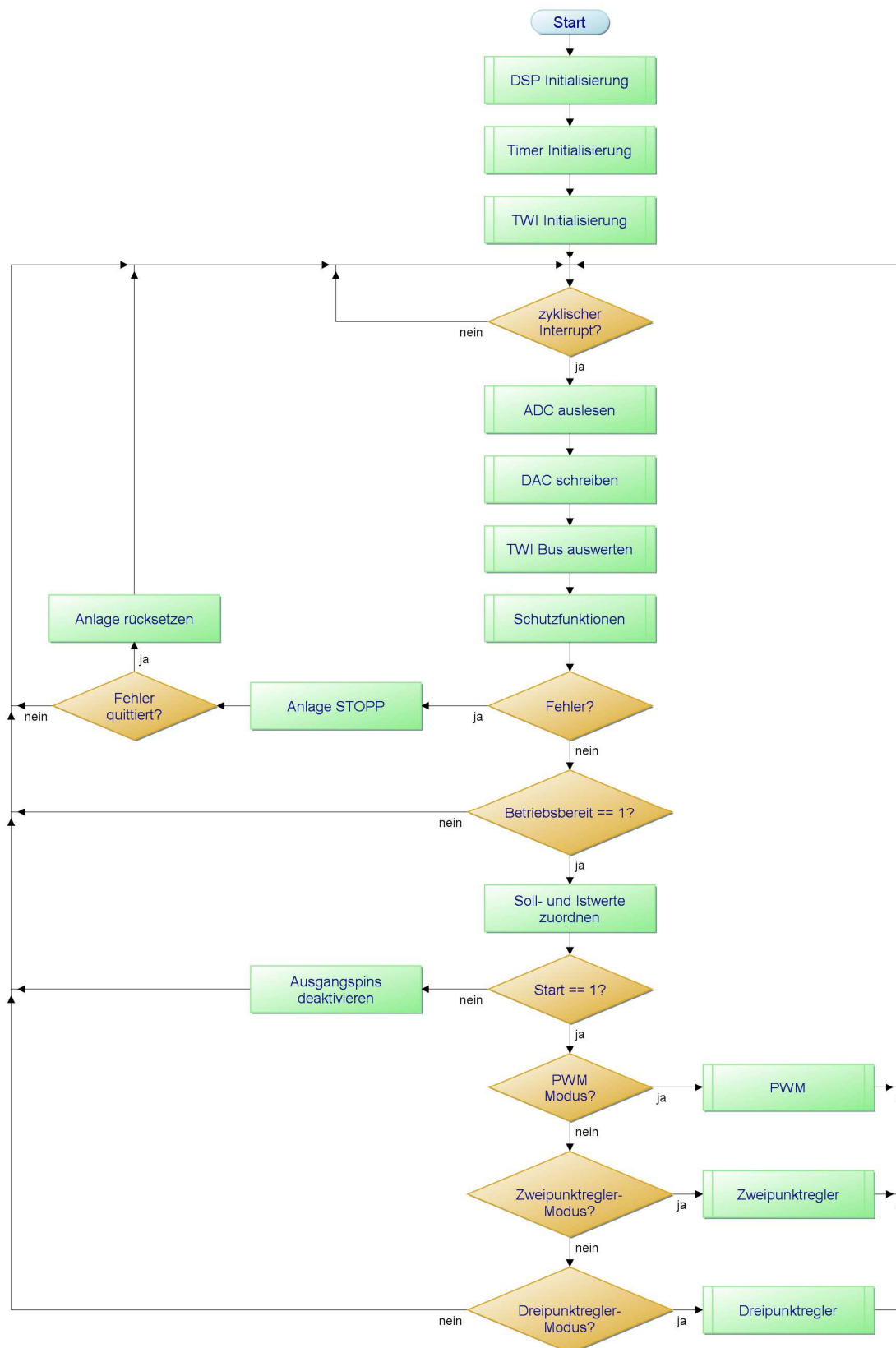


Abbildung 29: Programmablaufplan

### 6.2.1 Initialisierung

Für die Initialisierung des DSPs wurde als Grundlage die Initialisierung von dem Projekt „Raumzeigermodulation“ genutzt. Eine ausführliche Beschreibung dessen ist auf der Anhang-CD „Inbetriebnahme DSP“ von Herrn Fabian Merkel einsehbar. Es erfolgte eine Anpassung bei der Initialisierung der GPIOs und PWM-Timer.

#### **dsp.c/dsp.h**

Die Initialisierung für die AD- und DA-Wandler ist identisch zu dem oben genannten Projekt. Es werden die Funktionen *ADC\_read()*, *DAC(daten, kanal)*, *delay\_us(wert)* und *delay\_85ns()* genutzt. Es erfolgte eine Anpassung der Zeitverzögerung. Die Zeitfunktionen waren für den Debug-Modus optimiert. Wenn ein Projekt dauerhaft in dem ROM des DSP übertragen wurde, läuft das Programm im Release-Modus ca. vier Mal so schnell ab.

In der Header-Datei sind die zugehörigen Funktionsprototypen und Definitionen hinterlegt. Die Source-Datei beinhaltet die Initialisierungs-Routine für die Ports F und G. An dem Port G ist der ADC angeschlossen. Der Port F wird für alle weiteren Steuer-Ein- und -Ausgänge genutzt. Die Signale Fehler (FO – vom IGBT-Treiber) und Sendepuffer (SE – vom Display) sind Eingangsgrößen des DSPs. Ausgangsgrößen sind die vier Steuersignale der jeweiligen IGBTs der H-Brücke (WP, VP, WN, VN), das Signal für den Chopper-IGBT (BR), eines für den Reset der Treiberplatine (RS) und eines für ein Relais (QH), welches im Fehlerfall die Selbsthaltung des Hauptschützes unterbrechen kann. Dafür sind die Steuerregister *PORTX\_FER*, *PORTXIO\_DIR* und *PORTXIO\_INEN* zu beschreiben. Das „X“ steht für den jeweiligen Port. Dies sind jeweils 16 Bit Register, je ein Bit für den jeweiligen Portpin. Mit dem Register *PORTX\_FER* wird festgelegt, ob der Portpin im GPIO- [0] oder im Funktions-Modus [1] ist. Durch das Setzen der Bits im *PORTXIO\_DIR* Register werden die Portpins als Ausgänge gesetzt. Das Register *PORTXIO\_INEN* setzt die Portpins als Eingänge.

#### **globalVar.c/globalVar.h**

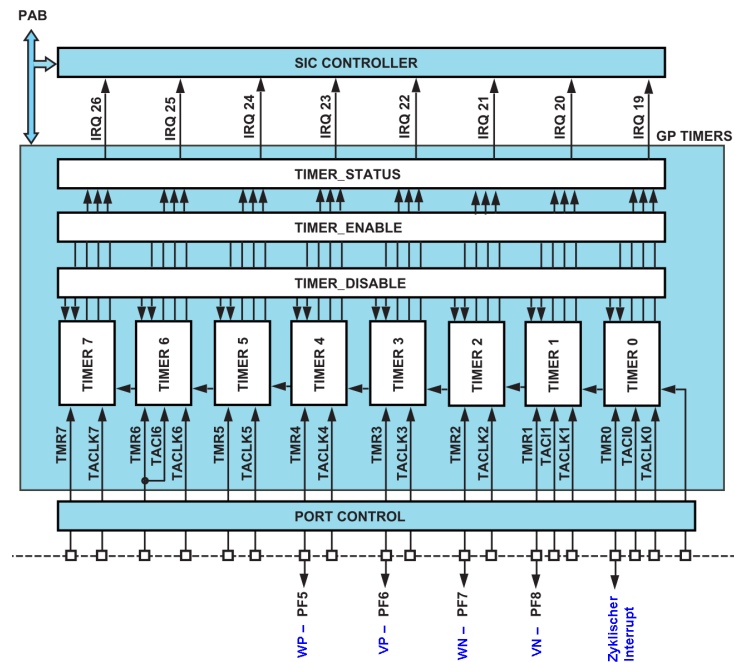
Innerhalb dieser Dateien sind alle global verwendeten Variablen angelegt und initialisiert. Hier erfolgt auch die Zuordnung der ADC-Kanäle zu den physikalischen Messwerten, siehe Tabelle 1.

ADC Kanal	Physikalischer Messwert
1	Sollwert
2	Zwischenkreisspannung
3	Drehmoment
4	Tachospannung
5	Strom vom B6U zum Zwischenkreiskondensator
6	Strom zur H-Brücke
7	Ausgangsstrom
8	Temperatur des IGBT-Moduls

**Tabelle 1: ADC Kanaluordnung**

### **main.c/main.h**

Ein Teil der notwendigen Initialisierung ist in der **main.c** enthalten. Dabei umfasst es die Initialisierung der ISR (Interrupt Service Routine) und der Timer. Als erstes muss in dem Interrupt-Zuweisungsregister *SIC\_IAR2* und *SIC\_IAR3* die Interrupt-Quelle ausgewählt werden. Um den *Timer0* (welcher für einen zyklischen Programmaufruf verwendet wird) als Interrupt zu aktivieren, muss das vierte Byte des Registers *SIC\_IAR2* und für den PORTF Interrupt B im Register *SIC\_IAR3* das achte Byte mit eins beschrieben werden. Anschließend muss in der Interrupt-Vektortabelle die jeweilige Zuweisung erfolgen. Die Timer besitzen eine höhere Interrupt-Priorität als die Interrupt-Quelle A/B, welche vom *PORTF/G* ausgelöst werden. In den Registern *PORTXIO\_EDGE*, *PORTXIO\_POLAR* und *PORTXIO\_MASKB\_SET* kann für den jeweiligen Portpin eines Ports die Interrupt-Auslösung auf eine Flanke/Level, high/low aktiv und Ein/Aus separat konfiguriert werden. Mit dem Setzen der Bits der jeweiligen Interrupt-Quelle im Register *SIC\_IMASK* werden die Interrupts global aktiviert. Die Timer null bis sieben können unabhängig voneinander konfiguriert werden. Das Register *TIMERX\_CONFIG* umfasst 16 Bit, jedes einzelne Bit ist mit einer spezifischen Funktion belegt. Für die Anwendung ist es notwendig, ein periodisches PWM-Signal mit einer high-Flanke zu erzeugen. Dazu werden die Bits *PWM\_OUT*, *PERIOD\_CNT* und *PULSE\_HI* bei den Timern eins bis vier „1“ gesetzt, welche für die Ansteuerung der IGBTs zuständig sind. Der *Timer0* ist eine Interrupt-Quelle. Deshalb muss zusätzlich das *IRQ\_ENA* Bit gesetzt werden. Die Timer können durch die Register *TIMER\_DISABLE* und *TIMER\_ENABLE* aktiviert bzw. deaktiviert werden. Der Aufbau der Timer, deren Register und die zugehörigen Portpins sind in Abbildung 30 dargestellt.


 Abbildung 30: Timer-Block-Diagramm<sup>29</sup>

### 6.2.2 TWI

Eine TWI-Bus-Kommunikation ist auch im Projekt der Ladesäule vorhanden. Herr Christian Thormann befasste sich mit der Entwicklungsaufgabe, einen Arduino Microcontroller zu konditionieren, der für die Ansteuerung und Visualisierung zweier Displays zuständig ist. Dies bildet die Grundlage der **TWI\_Kommunikation.c/.h** Quelldateien. Das Forschungs- und Entwicklungsprojekt ist auf der Anhang-CD enthalten.

Die Funktion *twi\_init()* initialisiert den Bus. Dazu wird im Register *TWI\_CONTROL* der Takt, im Register *TWI\_CLKDIV* das Tastverhältnis und im Register *TWI\_MASTER\_ADDR* die Bus-Adresse eingestellt. Mit der Funktion *twi\_reset()* wird der Bus in einem Fehlerfall neu gestartet. Dies beinhaltet das „0“ setzen des Bits *TWI\_ENABLE* im *TWI\_CONTROL* Register und den Funktionsaufruf *twi\_init()*.

Alle weiteren Funktionen sind neu entstanden, weil das in dem Projekt verwendete Display sich grundlegend von dem der Ladesäule unterscheidet. Die Funktionen unterteilen sich in Daten empfangen, auswerten und senden. Es ist ein Small Protokoll zur Datenübertragung zugrunde gelegt. Der Aufbau des Small Protokolls ist in Anlage C Seite XIV einsehbar. Wenn Daten zur Abholung bereit stehen, signalisiert das Display dies mit einem low-Signal am Sendepuffer. Für die korrekte Abholung aller Daten muss eine vordefinierte Routine eingehalten werden. In Abbildung 31 sind die prinzipiellen

<sup>29</sup> PHR 2009 S.884

Abläufe der notwendigen Datenübertragung für die Anforderung der Pufferinformationen und der Dateninhalt des Sendepuffers ersichtlich.

#### Pufferinformationen anfordern

>	<DC2>	1	I	bcc
<	<ACK>			
<	<DC2>	2	send buffer bytes ready	receive buffer bytes free      bcc

#### Inhalt des Sendepuffers anfordern

>	<DC2>	1	S	bcc
<	<ACK>			
<	<DC1>	len	data...	bcc

<DC1> = 0x11, <DC2> = 0x12, 1 = 0x01, 2 = 0x02, I = 0x49, S = 0x53, len = Anzahl der Nutzdaten in einem Byte (ohne bcc und DC1)  
bcc = Summe aller gesendeten Bytes Modulo 256, 1 Byte

### **Abbildung 31: Daten aus Sendepuffer abholen**

Zwischen jedem gesendeten Byte muss bei einer 400 kHz Übertragung eine Pause von 100 µs eingehalten werden. Für die Übertragungsrichtung ist jeweils eine spezifische Adresse in das *TWI\_MASTER\_ADDR* Register einzutragen. Die Codierung ist in Anlage F hinterlegt und am Display eingestellt. Es ergibt sich eine Sendeadresse 0xDE und eine Empfangsadresse 0xDF. Die übertragenen Daten werden in ein Feld *rec\_buff[ ]* eingetragen.

Die Funktion *twi\_puffer\_auswerten()* decodiert die erhaltenen Daten aus dem Feld *rec\_buff[ ]* nach dem Schema aus der Anlage F und trägt die resultierenden Daten in die zugehörigen Variablen ein.

Der DSP kann auch Daten an das Display senden: zum einen mit der Funktion *led\_send(ledstatus)* und zum anderen *twi\_send(xxx,yyy,daten)*. Die Funktion *led\_send(ledstatus)* sendet als erstes den zugehörigen Befehl (#YW 0), um die digitalen Ausgänge des Displays zu setzen, und als zweites ein Byte mit der Codierung. Alle Befehle sind in der PDF „Display EDIPTFT70A“ auf der Anhang-CD einsehbar. Die Funktion *twi\_send(xxx,yyy,daten)* sendet eine Zeichenkette an eine beliebige Position mit den Pixel-Koordinaten xxx und yyy. Der zu sendende Befehl lautet #ZL. Es werden nicht zu jedem Zeitpunkt alle Daten an das Display gesendet. Die Funktion *twi\_ausgabe()* koordiniert dies. Es werden nur Daten gesendet, wenn das jeweilige Menü des Displays aktiv ist. Außerdem erfolgt dann auch nicht eine vollständige Übermittlung aller Datensätze auf einmal, sondern nacheinander mit einem definierten Abstand. Dies verringert die TWI-Belastung und somit die Gefahr von Kollisionen. Des Weiteren wird auch die Rechenzeit des DSPs besser genutzt. Zwischen den gesendeten Bytes muss jeweils eine definierte Zeit gewartet werden. In dieser Zeit kann der DSP keine anderen Berechnungen durchführen.

### 6.2.3 Schutzfunktionen

Die messtechnisch erfassten Systemgrößen sind nicht nur für den Regelungsprozess notwendig, sondern ermöglichen dem Anwender, diese auch zu bewerten. Zum einen können ausgewählte Messgrößen an das Display gesendet und zum anderen auf den DAC ausgegeben werden. Die aufgebaute Hardware besitzt mechanische und elektrische Nenn- und Grenzwerte, die es einzuhalten gilt. Dem Benutzer ist es nicht möglich, alle Parameter selbst zu überwachen und gegebenenfalls die Anlage abzuschalten. Dies liegt unter anderem an sehr schnellen Systemgrößenänderungen und an der Vielzahl der zu überwachenden Systemgrößen. Deshalb erfolgt eine programmtechnische Überwachung und Abschaltung. Der zugehörige Quelltext befindet sich in den Quelldateien **schutz.c/schutz.h**. Dies umfasst folgende Funktionen: *uschutz()*, *ischutz()*, *mschutz()*, *nschutz()* und *tschutz()*. Außerdem gibt es eine spezielle ISR, die das Fehlersignal der Treiberschaltung überwacht. Falls es durch einen Defekt zu einem Brückenkurzschluss kommt, wird das IGBT-Modul interrupt-gesteuert innerhalb von 10  $\mu$ s abgeschaltet. Alle weiteren Schutzfunktionen werden zyklisch aller 20 kHz abgefragt. In der Funktion *uschutz()* wird die Zwischenkreisspannung überwacht. Wenn diese Spannung einen Wert von 800 V erreicht, dies entspricht ca. der doppelten Motornennspannung, schaltet die Anlage ab. Bevor dies geschieht, wird über das Zuschalten (ab 610 V) des Chopperkreises versucht, die eingespeiste Energie abzubauen. Wenn die Zwischenkreisspannung die 590 V unterschreitet, schaltet der Chopper wieder ab. Dies ist eine einfache Zweipunktregelung. Die Funktion *ischutz()* überwacht den Ausgangsstrom. Bei einer einmaligen Überschreitung von 35 A wird direkt ausgeschaltet. Der höchst zu erwartende Motorstrom beim Anlaufvorgang ist 28,1 A, sodass eine Fehlauflösung nicht zu erwarten ist. Falls ein Strom in einem Zeitfenster von 200  $\mu$ s über 12,5 A fließt, wird ebenfalls abgeschaltet. Diese Stromgrenze entspricht dem maximalen Nennstrom des IGBT-Moduls bei einer Ansteuerfrequenz von 20 kHz. Die Auslösewerte der Funktion *mschutz()* resultieren aus der maximalen Belastung der Drehmomentmesswelle von Dr. Staiger Mohilo und deren Kupplungen (Anlage K, Abbildung 40). Die ausführlichen Datenblätter sind auf der Anhang-CD enthalten. Es ist eine dynamische Belastung der Antriebswelle zu erwarten. Sobald das Drehmoment größer 14 Nm ist oder in einem Zeitfenster von einer Millisekunde die 10 Nm überschreitet, wird die Anlage abgeschaltet. Das Moment von 14 Nm bezieht sich auf das maximal zulässige Wechseldrehmoment, siehe Anlage K, Tabelle 3. Die Drehzahlbegrenzung resultiert aus dem Kriterium des symmetrischen Optimums. Ein Überspringen von 43,4 % ist zu erwarten. Bei einer Nenndrehzahl von  $1800 \text{ min}^{-1}$  ergibt sich eine maximale Drehzahl nach dem symmetrischen Optimum von  $2582 \text{ min}^{-1}$ . Diese ist in der Funktion *nschutz()* implementiert. Eine benutzerdefinierte Maximaldrehzahl (mit

2000 min<sup>-1</sup> initialisiert) kann eingestellt werden und führt bei Überschreitung nach einem Zeitfenster von zehn Millisekunden zur Abschaltung. Als letztes wird die Temperatur des IGBT-Moduls überwacht. Sobald diese einen Temperaturwert von 100 °C übersteigt, schaltet die Anlage ebenfalls ab. Für den jeweiligen Fehler wird in die Variable „fehlerart“ ein spezifischer Wert gesetzt. Wenn danach das Menü „Fehler“ des Displays aufgerufen wurde, wird eine zugehörige Fehlermeldung ausgegeben. Der Benutzer der Anlage muss nun den Schaltungsaufbau überprüfen und die Ursache abstellen, bevor ein Wiedereinschalten erfolgen kann. Dazu muss als erstes der Fehler quittiert und die Anlage erneut elektrisch zugeschaltet werden.

### 6.2.4 Ansteuerung

Dieser Versuchsaufbau soll für die Studenten einen Gewinn an praktischen Erfahrungen im Bereich der Regelungstechnik bieten. Deshalb sind drei verschiedene Ansteuerarten in den DSP mit implementiert. Je nach Wunsch des Benutzers können diese im Menü des Displays ausgewählt werden. Die Funktion der jeweiligen Algorithmen wurde im Gliederungspunkt 3.3 dargestellt. Die Quelldateien heißen **zweipunktregler.c**, **dreipunktregler.c** und **pwm.c**. Die Funktionsaufrufe sind namentlich identisch. Bevor die jeweilige Funktion aufgerufen wird, werden entsprechend der Ansteuerung die benötigten Funktionalitäten der Portpins zu- bzw. abgeschaltet.

Die IGBTs werden typischerweise wechselseitig an- bzw. abgeschaltet. Dabei wechselt die Polarität der Ausgangsspannung. Es ist notwendig, dass der jeweilige IGBT in einem Halbbrückenmodul erst sicher ausgeschaltet ist, ehe der andere zuschaltet. Der maximale IGBT-Ausschaltzeitverzug beträgt 0,8 µs. Während des Umschaltvorgangs befinden sich die IGBTs in einem undefinierten Zustand, sodass die softwaremäßige Schaltverzugszeit notwendig ist. In Abbildung 32 ist der Nachweis über diese Zeit bei der PWM-Funktion dargestellt.



**Abbildung 32: DSP Umschaltzeit**

In diesem Funktionsmodus bedarf es einem speziellen Vorgehen. Für die Erzeugung der PWM-Signale werden die internen Timerregister verwendet. Wenn von dem Regler ein Umschalten gefordert wird, laufen normal alle Timer noch einmal komplett durch, ehe die neuen Pulsbreiten übernommen werden. Um dies zu umgehen, werden die Timer zum Zeitpunkt des Umschaltbefehls deaktiviert. Anschließend wird die Ausschaltverzugszeit mittels einer Zeitverzögerung abgewartet. Danach werden die Timer mit den neuen Pulsbreitewerten neu gestartet. Je nach Periodendauer kann durch dieses Vorgehen der Schaltverzug wesentlich minimiert werden.



## 7 Inbetriebnahme

Der Aufbau besteht aus zwei Hauptbaugruppen, zum einen die allgemeine Schaltschrankverdrahtung und zum anderen die Steuerung mit der Leistungselektronik. Es war zweckmäßig, die Funktionen einzeln zu überprüfen, bevor alle Komponenten zusammen in Betrieb genommen wurden. Zu Beginn erfolgte eine Prüfung von ortsfesten elektrischen Anlagen nach BGV A3, DIN VDE 0105-100 (Betrieb von elektrischen Anlagen) und DIN VDE 0100-600 (Errichten von Niederspannungsanlagen Teil 6: Prüfungen). Es muss der optische Zustand der Anlage bewertet werden. Darunter zählt der Zustand der Leitungsisolation (DIN VDE 100-410 Schutz gegen elektrischen Schlag), der Klemmverbindungen, der Festsitz der Betriebsmittel und der Leitungsführung. Alle Arbeiten sind fachgerecht ausgeführt. Anschließend wird der Erdungswiderstand vom entferntesten Punkt innerhalb der Anlage am Gehäuse und an der Schaltschranksteckdose gemessen. Der Grenzwert ist  $\leq 0,3 \Omega$ . Darauf folgend muss der Isolationswiderstand aller Schaltkreise gemessen werden. Dieser muss  $\geq 1 \text{ M}\Omega$  sein. Es folgt die Messung der Schleifenimpedanz. Dieser Widerstand muss so klein sein, dass der Auslösestrom der Sicherung erreicht wird. Außerdem sind die Auslösezeiten und -ströme der Stromkreise mit RCDs zu überprüfen. Alle elektrischen und zeitlichen Grenzwerte sind eingehalten. Sobald die Isolationsüberwachungseinrichtung eingebaut wurde, ist auch dessen Funktionsfähigkeit nachzuweisen. Dazu wird ein  $47 \text{ k}\Omega$  am Ausgang gegen Masse geschaltet. Alle Schutzfunktionen und Grenzwerte sind eingehalten. Die Anlage darf jetzt zugeschaltet werden. Die Wiederholungsprüfung (nach BGV A3) muss jährlich erfolgen, weil es sich um eine elektrische Anlage besonderer Art (Unterrichtsraum mit Experimentierständen) handelt.

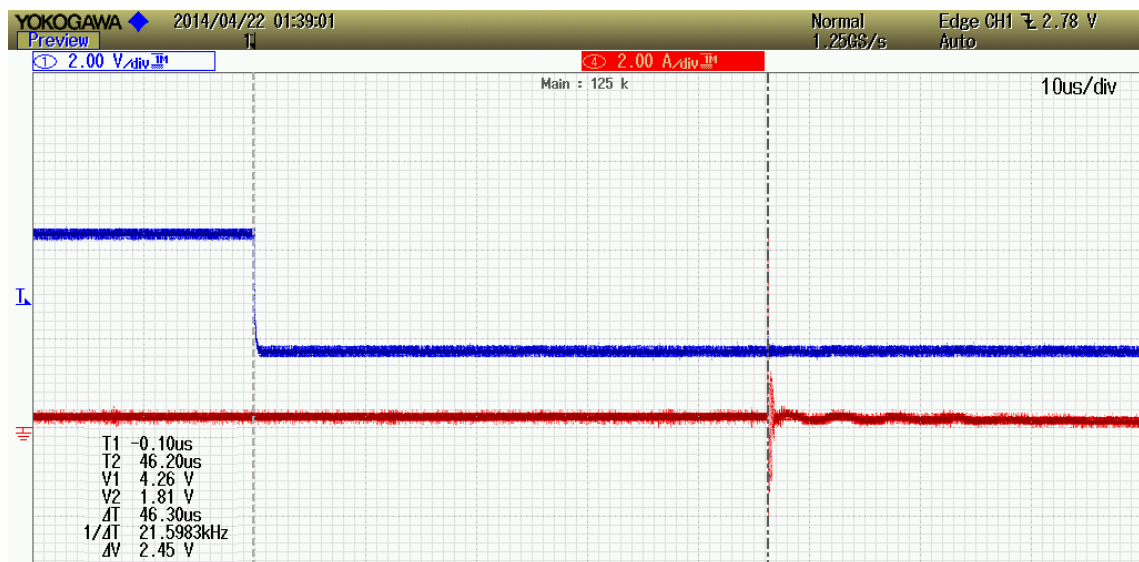
In diesem Abschnitt wird die Funktionsweise des Einschalt- und Ausschaltvorgangs erläutert. Als erstes muss am Schaltschrank eins der Hauptschalter für den Schaltschrank zwei betätigt werden. Die Steuerung und beide Lüfter starten. Der Leistungsteil wird über einen grünen Taster am Schaltschrank zwei zugeschaltet. Nach dem Einschalten öffnet als erstes der Öffner des Hauptschützes (Q1) und der Stromkreis für die Entladung des Zwischenkreiskondensators wird unterbrochen. Die Hauptschaltkontakte von Schütz Q1 schließen und die Leistungselektronik ist unter Spannung. Der Zwischenkreiskondensator wird in den ersten zehn Sekunden über einen Einschaltwiderstand geladen. Durch das Schließen eines Hilfskontaktes von Q1 wird dem Zeitrelais Q2 das Startsignal übermittelt. Nach Ablauf der zehn Sekunden überbrückt ein Hauptschaltkontakt von Q3 den Einschaltwiderstand. Danach ist die Anlage betriebs-

bereit. Für das Ausschalten sollte zuerst das Programm im DSP gestoppt und danach der Schaltschrank (durch einen roten Taster am Schaltschrank zwei) abgeschaltet werden. Dabei wird der Entladewiderstand für den Zwischenkreiskondensator zugeschaltet, sodass nach fünf Sekunden die Schaltschranktür geöffnet werden darf.

Die Teilinbetriebnahme der Steuerung erfolgte separat an einem Laborarbeitsplatz. Mehrere Labornetzteile dienten als Quelle für alle benötigten Spannungsebenen. Zuerst wurde ein Testprogramm auf den DSP übertragen, das alle Portpins des Port F definiert ansteuerte. Anschließend wurde der DSP mit dem Leistungsmodul verbunden und eine Gleichspannung in den Zwischenkreis eingespeist. Als Last diente ein Laborfestwiderstand  $5\ \Omega/125\ \text{W}$ . Es wurde der Signalverlauf der Steuersignale und der Ausgangsspannung oszillographiert. Alle Tests verliefen fehlerfrei, sodass anschließend eine Funktionsüberprüfung unter Nennbedingungen durchgeführt werden konnte. Dazu ist es notwendig, einen Frequenzgenerator zur Sollwertvorgabe an den ersten Kanal des ADCs anzuschließen. Das Drehzahlsignal vom Tachogenerator wird am zweiten ADC-Kanal angeschlossen. Der dritte ADC-Kanal erfasst wahlweise die Ausgangsspannung oder das Drehmoment an der Welle. Dazu wird der jeweilige SubMiniature B (SMB)-Stecker auf den ADC-Kanal gesteckt. Der zweite Analogausgang der Auswerteeinheit gibt das Drehmomentsignal von  $-10\ \text{V} \triangleq -20\ \text{Nm}$  bis  $10\ \text{V} \triangleq 20\ \text{Nm}$  aus. Alle Eingänge am Schaltschrank sind beschriftet und farblich markiert.

Als nächstes wurde die Anlagenabschaltung bei Überschreitung der Grenzwerte der jeweiligen Schutzfunktionen überprüft. Für die Überprüfung war es zweckmäßig, nicht die allgemeinen Maximalwerte der jeweiligen Funktionen zu erreichen, sodass keine Gefahren für Mensch und Labor im Falle einer Fehlfunktion auftreten können. Für die Funktionsprüfungen wurden diese Werte verringert, sodass eine Schutzauslösung bei Überschreitung der Zwischenkreisspannung von  $300,0\ \text{V}$ , der Drehzahl von  $500\ \text{min}^{-1}$ , des Ausgangsstroms von  $3,0\ \text{A}$ , des Drehmoments bei  $6,0\ \text{Nm}$  und der Temperatur von  $24,0\ ^\circ\text{C}$  erfolgen konnte. Die Anlage schaltete ordnungsgemäß ab. Ein sofortiges Wiedereinschalten ist nicht möglich. Anschließend wurden alle Grenzwerte auf ihren Ursprungszustand zurückgesetzt.

Die gemessene Summentotzeit beträgt  $46,2\ \mu\text{s}$ , siehe Abbildung 33. Die theoretische maximale Summentotzeit von  $50\ \mu\text{s}$  aus dem Kapitel 3.3.3 wurde eingehalten. Die blaue Funktion ist der Sollwert und die rote der Ankerstrom.



**Abbildung 33: Summentotzeit**

Ein Tachogenerator wandelt die Drehzahl in eine Spannung um ( $20 \text{ V pro } 1000 \text{ min}^{-1}$ ). Der Eingangsspannungsbereich des ADC umfasst  $\pm 10 \text{ V}$ . Es ist deshalb ein Spannungsteiler notwendig. Dabei musste beachtet werden, dass der ADC-Eingang mit mindestens  $2 \mu\text{A}$  belastet wird. Unbelastet liegen sonst  $2 \text{ V}$  am Eingang des ADCs an. Es kann nun eine Drehzahl bis  $4000 \text{ min}^{-1}$  messtechnisch erfasst werden, ohne dass eine Gefahr für den ADC besteht. Die Ausgangsspannung des Analogtachos besitzt zufällige Abweichungen. Diese werden durch induktive Einkopplungen vom Erreger- und Ankerstrom verursacht. Die programmtechnische Drehzahlerfassung ist für eine Drehzahl von  $1000 \text{ min}^{-1}$  bei halbem Lastmoment abgeglichen. In anderen Betriebszuständen können Messunsicherheiten von bis zu zehn Prozent auftreten. Alle ADC-Eingänge sind mit einer  $10 \text{ V}$  TVS-Diode vor Überspannung geschützt.

Während des Testbetriebs wurde festgestellt, dass es im Funktionsmodus Zwei- und Dreipunktregler mit schnellen Sollwertänderungen zu Stromüberhöhungen kommt. Der Ankerstrom ist proportional zum Drehmoment. Dies ergab eine unzulässig hohe Drehmomentbelastung der Messwelle. Aufgrund dessen folgte eine Implementierung einer Strombegrenzung. Bei großen Sollwertänderungen dreht der Motor nun an einer Rampe die Drehzahl hoch.

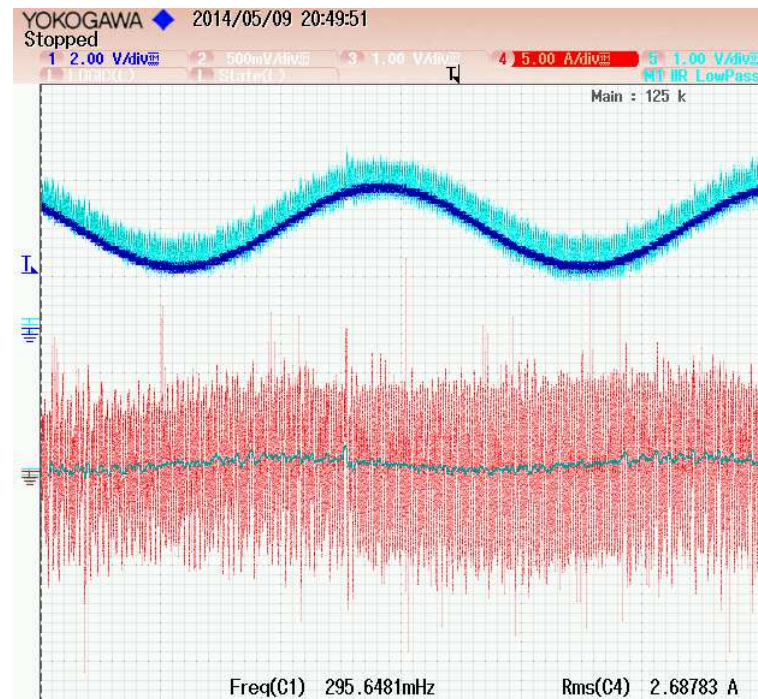
In der Testphase wurde ein Laptop als Programmiergerät für den DSP verwendet, sodass am Schaltschrank im Debug-Modus der Programmablauf analysiert werden konnte. Aufgrund von elektromagnetischer Beeinflussung der USB-Verbindung entstanden gelegentlich Verbindungsabbrüche. In diesem Fall wechselt der DSP in einen undefinierten Zustand. Es kam zu einer Überlappung der Ansteuersignale, welche einen Brückenkurzschluss verursachten. Dieser konnte nicht innerhalb der geforderten  $10 \mu\text{s}$

abgeschaltet werden, weil der DSP das Programm nicht mehr ordnungsgemäß abarbeitete. Ein high-side-IGBT wurde zerstört. Das IGBT-Modul besitzt drei Phasen, so dass die Schaltung auf die Ersatzphase umverdrahtet werden konnte. Bis dahin wurden die Schutzzeiten im Programm generiert. Dies erwies sich als nicht ausreichend. Es erfolgte eine zusätzliche Beschaltung der DSP-Ausgangssignale mit einer Hardware-Verriegelung und -Schutzzeitgenerierung (Schaltung siehe Anlage O). Ein weiterer Vorteil der Schutzbeschaltung ist eine erzielte 5 V Pegelanpassung der Steuersignale für den Leistungsteil. Die Einschaltsschwelle für den high-Pegel liegt nun bei 2,5 V. Dies vergrößert den Störabstand um 0,35 V und verringert somit die Störanfälligkeit gegenüber der direkten Verdrahtung. Des Weiteren folgte eine Implementierung eines Watchdog-Timers. Dieser überwacht den Programmzyklus. Bei jedem neuen Programmdurchlauf wird der Zählwert des Watchdog-Timers auf 0X23C34600 (entspricht einer Zeit von vier Sekunden) gesetzt. Der Watchdog-Timer zählt im Systemtakt rückwärts. Wenn der Zählerwert Null erreicht wird, wird der DSP neu initialisiert und beginnt selbständig das im electrically erasable programmable read-only memory (EEPROM) befindliche Programm auszuführen.

Während des Betriebs unter Nennspannung kommt es gelegentlich zu Funktionsbeeinflussungen aufgrund von elektromagnetischer Strahlung, verursacht von schnellen Änderungen des Ankerstromes. Dies äußert sich in Form von Unterbrechung der Wandlung der ADC-Werte und Einkopplungen auf die TWI-Busleitung, welche zum Abschalten der Anlage führen. Die Erhöhung von Abstand und Schirmung im Rahmen des vorhandenen Aufbaus erbrachten nur eine geringe Verbesserung der elektromagnetischen Verträglichkeit. Durch Einfügen eines Stelltransformators wurde die Eingangsspannung um 50 % reduziert. Die Wandlungsaussetzer und Fehlfunktionen durch Einkopplungen traten nicht mehr auf. Der prinzipielle Funktionsnachweis konnte erfolgen. Zur Überprüfung der Funktionen Zweipunkt-, Dreipunkt- und PWM-Regelung wird eine Sinusfunktion mit 0,3 Hz und einem DC Offset, welches 300 bis 800 min<sup>-1</sup> entspricht, als Drehzahlsollwert verwendet. Ein Rechtecksignal konnte aufgrund der steilen Flanken (hohe Stromänderung = hohe Störaussendung) nicht für die Ermittlung der Sprungantworten verwendet werden. Die Analyse des Zweipunktreglers erfolgte bei reduzierter Nennspannung, da sich dieser aufgrund der Strombegrenzung zumeist wie der Dreipunktregler verhält. Die Aufnahme der Dreipunkt- und PWM-Messreihe erfolgte bei voller Nennspannung.

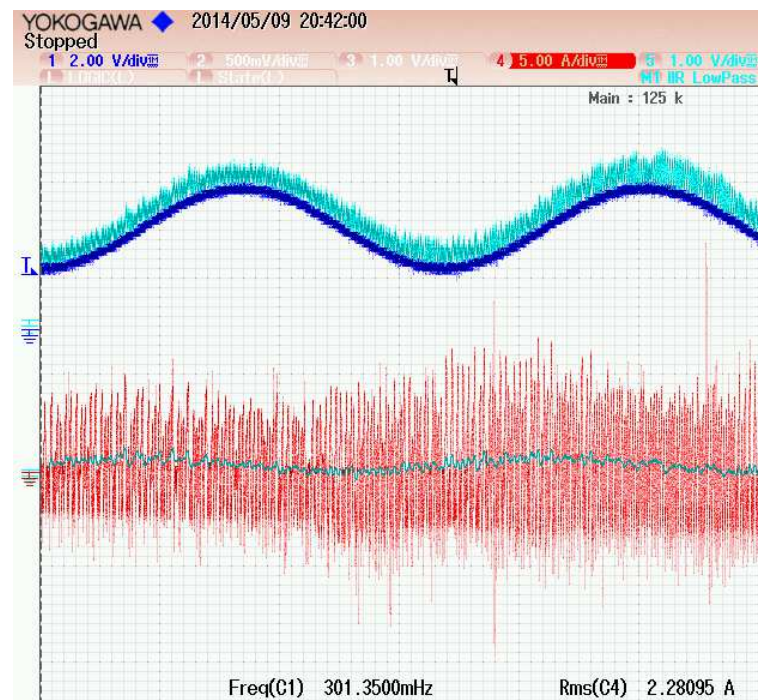
In den folgenden drei Abbildungen ist die dunkelblaue Funktion der Sollwert, die hellblaue Funktion der Drehzahlistwert, die rote Funktion der tatsächliche Ankerstrom und

das türkise Signal der gemittelte Ankerstrom. In der Abbildung 34 ist eine zweipunkt geregelte Drehzahl dargestellt.

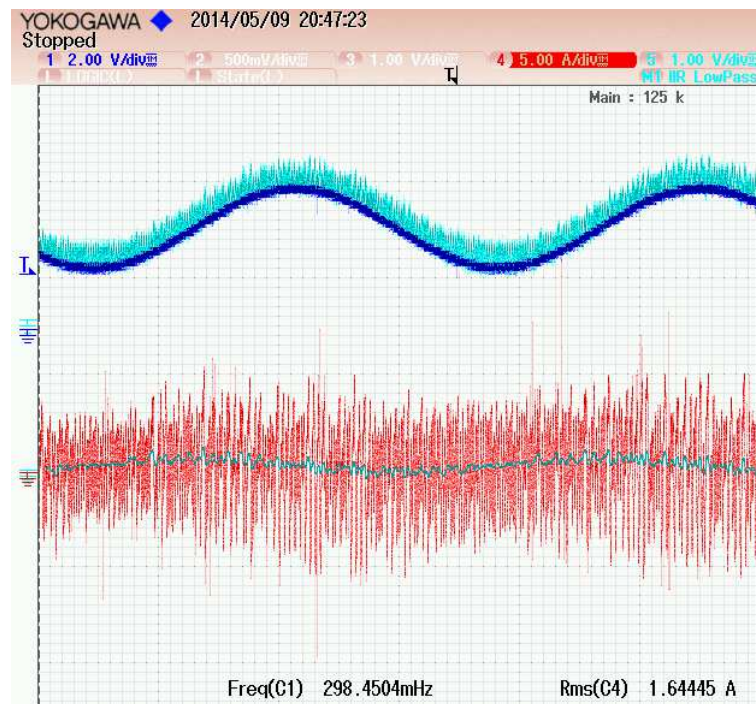


**Abbildung 34: zweipunkt geregelte Drehzahl**

Die Messung bei dreipunkt und pulsweitenmodulierter Drehzahlreglung erfolgte bei voller Nennspannung. In Abbildung 35 ist ein dreipunkt geregeltes Drehzahlsignal zu sehen. Die Unterschiede zum Zweipunktregler sind deutlich in der reduzierten Drehzahl- und Stromwelligkeit erkennbar.



**Abbildung 35: dreipunkt geregelte Drehzahl**



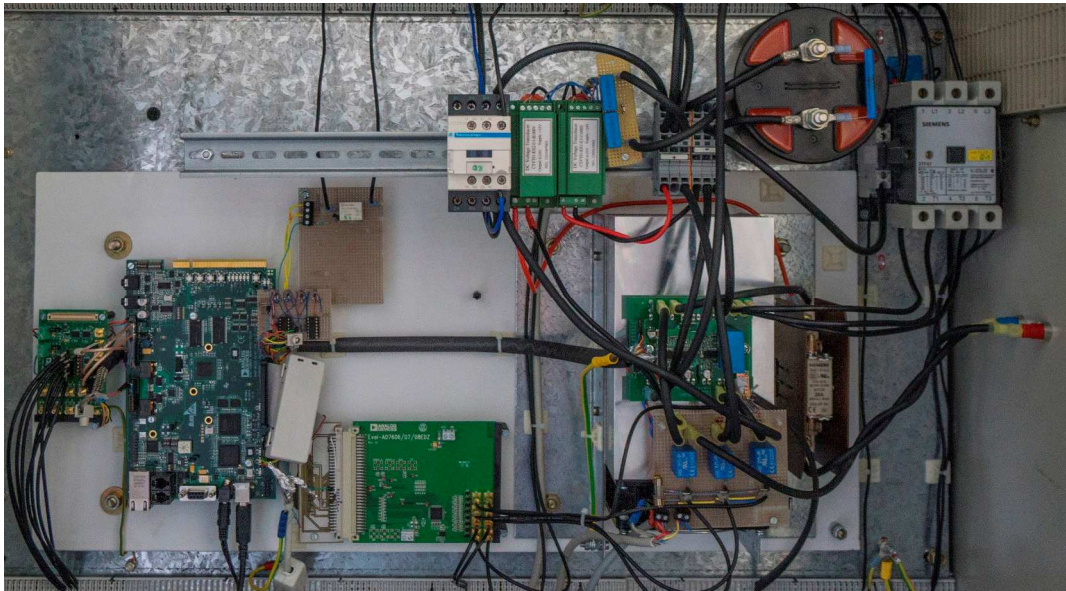
**Abbildung 36: PWM geregelte Drehzahl**

Die Abbildung 36 zeigt den Drehzahlverlauf mit einer PWM-Regelung. Die Parameter für die Regler wurden empirisch ermittelt. Die berechneten Werte fallen zu hoch aus. Gegenüber dem dreipunkt geregelten Drehzahlverlauf ist nochmals eine Verbesserung der Drehzahl- und Stromwelligkeit zu verzeichnen.

Die prinzipielle Funktion, insbesondere alle Schutzmechanismen, der Anlage konnte überprüft und nachgewiesen werden.

Um eine mögliche Störbeeinflussung durch zu lange Leitungswege ausschließen zu können, erfolgte ein Umbau und eine Neuverdrahtung des Leistungsteils. Alle Komponenten, die bei der Stromführung beteiligt sind, wurden so nah wie möglich zueinander angeordnet. Die Leitungswege verkürzten sich um 2/3. Die neue Anordnung ist in Abbildung 37 zu sehen (Vergleich siehe Abbildung 25). Eine zusätzliche LC- und RC-Schaltkombination am Schaltnetzteil soll die impulsartige Belastung (bedingt durch die IGBT-Treiber) verringern.





**Abbildung 37: Umbau Leistungsteil**

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Ziel dieser Diplomarbeit war es, einen Versuchsstand aufzubauen, der es ermöglicht, eine Gleichstrommaschine hochdynamisch ansteuern zu können. Für die Durchführung dieser Aufgabenstellung entstanden mehrere Arbeitspakete. Es begann mit der Einarbeitung in die Themenstellung durch eine Literaturrecherche. Gesucht war ein Industriegerät, das den Leistungsanforderungen gerecht wird. Diese Art der Ansteuerung einer Gleichstrommaschine findet selten in der Industrie Verwendung. Deshalb kam kein Serienprodukt infrage. Es entstand ein weiteres Arbeitspaket mit der Eigenentwicklung der Leistungselektronik. Bevor Teile bestellt werden konnten, musste ausführlich eine Analyse der zu realisierenden elektrischen Kennwerte durchgeführt werden. In dem Arbeitspaket der Schaltungssimulation wurde die prinzipielle Funktion der Hardware nachgewiesen. Ebenfalls bot die Simulation die Möglichkeit, die Spannungs- und Strombelastung für die Hardware festzustellen. Es folgte, basierend auf den vorher gestellten Anforderungen und den Simulationsergebnissen, die Auswahl der zu beschaffenden Komponenten. Der Schwerpunkt lag hier auf der Dimensionierung eines Kühlkörpers für das ausgewählte IGBT-Modul. Nach Abschluss aller Dimensionierungsaufgaben wurde die Bestellung der Bauteile ausgelöst. Das Arbeitspaket Schaltschrankverdrahtung konnte schon begonnen werden. Die meisten Kleinteile waren im Labor auf Lager. Anschließend konnte auch der Aufbau der Steuerung einschließlich Leistungselektronik fertig gestellt werden. Hauptaugenmerk lag hierbei auf der fachgerechten Montage des Kühlkörpers. Bei unsachgemäßer Handhabung würde die Lebenserwartung des Versuchsaufbaus stark vermindert. Die Programmierung des Displays und des DSPs stellte ein weiteres Arbeitspaket dar. Nachfolgend bestand die Aufgabe, die Komponenten einer Funktionsprüfung zu unterziehen und auftretende Fehler zu beseitigen.

In Anlage M Seite XXXVII ist eine Stückliste inklusive der Beschaffungskosten enthalten. Diese belaufen sich für den vollständigen Aufbau auf ca. 2264 €. Im Gegensatz zu dem Lehrmittel-Modul AN-8005 von Semikron mit einem Preis von 2124,15 €, bei dem noch nicht alle benötigten Komponenten enthalten sind, ist eine Ersparnis von ca. 1000 € zu erwarten.

Für die Sicherheit der Anwender und zur Einhaltung der Normen ist eine Isolationsüberwachungseinrichtung vor der Inbetriebnahme der Anlage zu installieren. In Anlage



N ist ein Angebot für einen passenden Isolationswächter der Firma „Dipl. Ing. Helmut Wenglorz GmbH“ über 820,00 € zuzüglich Versand enthalten.

Das zulässige Drehmoment wird von der Messwelle begrenzt und dadurch die Dynamik des Versuchsaufbaus. Um diese zu erhöhen, wäre es möglich, die GSM direkt zu koppeln. Die Messwelle ist zurzeit für andere Versuche zur Messwertablesung (Drehzahl und Drehmoment) notwendig. Ein Lösungsansatz ist, ein anderes Drehzahlauswertesystem, welches gegen elektromagnetische Störungen unempfindlich ist, an dem Antriebsstrang zu implementieren. Dadurch ergibt sich auch eine bessere Drehzahlerfassung gegenüber dem jetzigen Analogtacho. Es ist zu beachten, dass der Siemens „SINAMICS DCM“ Umrichter der zweiten GSM ebenfalls den Analogtacho zur Istwertfassung nutzt. Bei einer Neuanschaffung ist auf die unterstützten Drehzahlerfassungsmethoden des Siemens Umrichters und der notwendigen Portpin-Anzahl beim DSP zu achten. Für eine exakte Bestimmung des Drehmoments ist eine Erfassung des Erregerstromes notwendig. Diese Erfassung kann auch zur Einschaltverriegelung bei nicht vorhandenem Erregerstrom und zur korrekten Messwertablesung genutzt werden. Diese Maßnahmen ermöglichen es, die Drehmomentmesswelle zu ersetzen und dadurch die Dynamik und Drehzahlerfassung zu verbessern.

Dieser Versuchsstand wird für die Ausbildung in den Modulen "Regelungstechnik" und "geregelte Antriebe" verwendet. Die Ausarbeitung der Versuche ist noch offen. In Anlage L Seite XXXI befindet sich ein möglicher Versuchsablauf. Dieser befindet sich noch in der Konzeption und bietet Anhaltspunkte, wie ein Versuch aufgebaut und ablaufen kann. Es können unter anderem energetische Betrachtungen zwischen den verschiedenen Ansteuerarten durchgeführt werden.

Alle programmierten Funktionen wurden getestet. Aufgrund des teildefekten IGBT-Moduls empfiehlt sich ein Austausch der Baugruppe. Die Langzeitstabilität kann mit dem vorhandenen IGBT-Modul nicht gewährleistet werden. Alle elektrischen Verbindungen sind mit Flachsteckhülsen ausgeführt. Das vorhandene IGBT-Modul mit Treiberschaltung kann somit bei Bedarf schnell demontiert (lösen zweier Schrauben) und gegen eine Alternative gewechselt werden. Es empfiehlt sich, ein leistungsfähigeres modulares IGBT-Modul (45 A Kollektor-Dauergleichstrom) zu wählen. Die passenden IGBT-Treiber sollten intern eine Verriegelung, Schutzzeitgenerierung, automatische Abschaltung bei Brückenkurzschluss, Überstrom und Unterspannung besitzen. Bei dem high-side-Treiber ist darauf zu achten, dass eine 100-prozentige Einschaltdauer

möglich ist. Die Komponenten von Semikron weisen die gewünschten Eigenschaften auf.

Bei dem vorhandenen Aufbau bestand der Wunsch, dass die Funktionen aller verwendeten Komponenten ersichtlich sind. Dies führte zu einem sehr übersichtlichen Aufbau. Es ergaben sich aufgrund dessen zu lange Leitungswege und eine nicht optimale Leitungsführung. Vielfältige Möglichkeiten der Störeinkopplung und -aussendungen sind die Folge, welche durch Störung der Steuerung ihre Auswirkung zeigen. Messungen mittels eines Spektrumanalysers bestätigten erhöhte Störaussendungen bei mehreren Frequenzen. Ein optimierter Aufbau verkürzte die Leitungslängen und somit die möglichen Störaussendungen. Zur Verbesserung der Signalübertragung bei den Steuerleitungen wurden Ferritringe an diese angebracht. Eine geerdete Metallumhausung schützt das Display vor dem elektrischen Feld des Leistungsteils.

Der vorhandene Einphasenwechselrichter kann noch nicht uneingeschränkt für die studentische Ausbildung genutzt werden. Zurzeit kann die Visualisierung und Bedienung mittels Display nicht erfolgen. Die verwendete TWI-Kommunikation ist nicht genug störunempfindlich. Es bedarf einer Optimierung des Aufbaus, um die elektromagnetische Störaussendung zu minimieren. Alle verbauten Komponenten sind voll funktionsfähig und können weiterhin verwendet werden.

Aufgrund der Herausforderung, einen stabilen Betriebszustand zu erreichen, empfiehlt es sich, bei einem neuen Aufbau auf eine sehr direkte Verdrahtung des Zwischenkreises zu achten. Dazu müssen die Komponenten: IGBTs, Stromsensoren, Zwischenkreiskondensator näher zusammen als bei dem jetzigen Aufbau angeordnet werden. Weiterhin kann eine metallische Einhausung der Steuerung und/oder der Leistungselektronik erfolgen. Die TWI-Buskommunikation zwischen DSP und Display sollte durch einem differenziellen Bus z. B. Controller Area Network-Bus ersetzt werden. Dieser ist aufgrund seiner Differenzsignale störunempfindlicher.

## Literaturverzeichnis

- ABB 2013      Moglestue, Andreas, Vom Quecksilberdampf zum Hybridleistungsschalter, Zürich, Schweiz  
[http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e9d38301f350604ac1257ba5002c825e/\\$file/70-78%202m315\\_DE\\_72dpi.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e9d38301f350604ac1257ba5002c825e/$file/70-78%202m315_DE_72dpi.pdf)  
verfügbar am 10.02.2014 11:30 Uhr
- EBS 2005      Matthes, Wolfgang, ELEKTRONIK FÜR EMBEDDED SYSTEMS, EES11\_02  
[www.controllersandpcs.de/lehrarchiv/pdfs/elektronik/ees11\\_01.pdf](http://www.controllersandpcs.de/lehrarchiv/pdfs/elektronik/ees11_01.pdf)  
verfügbar am 27.01.2014, 10:15 Uhr
- REA 2000      Leonhard, Werner, Regelung Elektrischer Antriebe, Springer Verlag Berlin, 2000
- HLB 2012      Lutz, Josef, Halbleiter-Leistungsbaulemente, Springer Verlag Berlin, 2012
- DMT 1999      Völz, Horst, Das Mensch-Technik-System: physiologische, physikalische und technische Grundlagen, Expert Verlag, 1999
- ELK 2013      Honsberg, Marco, Die nächste Generation CSTBT-Module, Elektronik Fachmedium für industrielle Anwender und Entwickler Nr. 25, 2013
- ELE 2013      Neue Maßstäbe bei Industrie-Anwendungen, Elektronik Fachmedium für industrielle Anwender und Entwickler Nr. 24, 2013
- MDS 2012      Heller, Holger, Meilensteine digitaler Signalprozessoren von Texas Instruments  
<http://www.elektronikpraxis.vogel.de/themen/hardwareentwicklung/mikrocontrollerprozessoren/articles/376473/>  
verfügbar am 24.01.2014, 10:05 Uhr
- MPT 2006      Wüst, Klaus, Mikroprozessortechnik: Grundlagen, Architekturen und Programmierung von Mikroprozessoren, Mikrocontrollern und Signalprozessoren, Springer Verlag, Berlin, 2006
- DSV 2005      Rudolph, Jens, Digital Signal Processing,

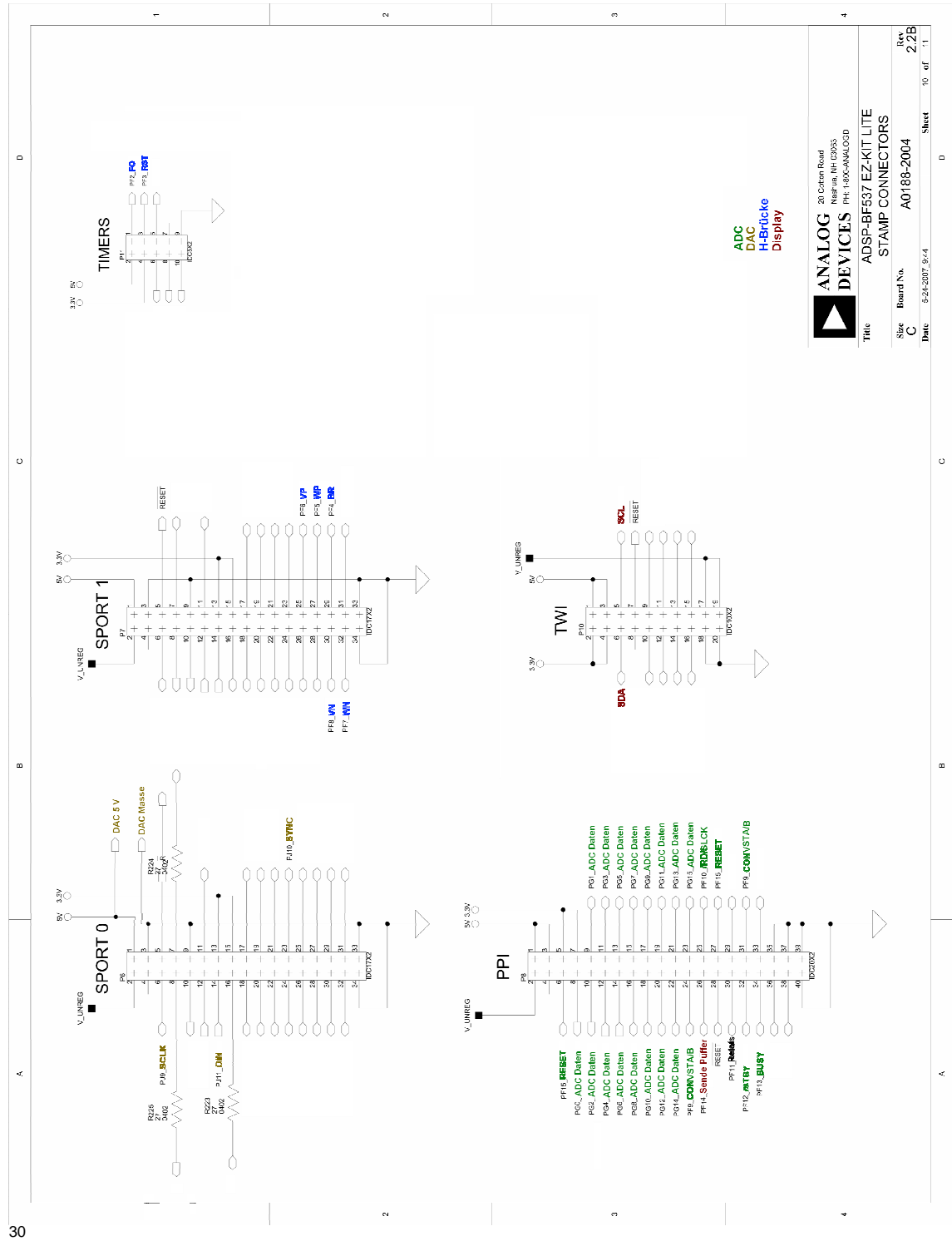
- <http://www.jens-rudolph.de/proseminar/dsp.htm>  
verfügbar am 24.01.2014, 10:25 Uhr
- BIS 2014      Beckhoff Automation GmbH, TwinCAT System Manager: Konfiguration  
[http://infosys.beckhoff.de/index.php?content=../content/1031/tcsystemmanager/basics/tcsysmgr\\_config\\_bc3100.htm&id=](http://infosys.beckhoff.de/index.php?content=../content/1031/tcsystemmanager/basics/tcsysmgr_config_bc3100.htm&id=)  
verfügbar am 24.01.2014, 13:05 Uhr
- GET 1997      Conrad, Walter, Geschichte der Technik in Schlaglichtern, Meyers Lexikonverlag, Mannheim, 1997
- PTT 2002      Kramer, Carl, und Mühlbauer, Alfred, Praxishandbuch Thermoprozess-Technik, Vulkan-Verlag GmbH, Essen, 2002
- FBT 2006      Schenke G., Leistungselektronik, FB Technik, Abt. E+I, 2006  
[www.et-inf.fho-emden.de/~elmalab/leielek/download/LE\\_4.pdf](http://www.et-inf.fho-emden.de/~elmalab/leielek/download/LE_4.pdf)  
verfügbar am 24.01.2014, 18:05 Uhr
- DBE 2009      Wang, Fan, Dynamische Belastbarkeit von Energieaufbereitungseinheiten für die elektrische Energieversorgung, Kassel, 2009  
[www.uni-kassel.de/upress/online/frei/978-3-89958-718-0.volltext.frei.pdf](http://www.uni-kassel.de/upress/online/frei/978-3-89958-718-0.volltext.frei.pdf)  
verfügbar am 20.02.2014, 14:05 Uhr
- D&V 2002      Aleo, Mario, IGBT-Grundlagen Teil 2: Dynamische Kenndaten und Betriebsverhalten, DESIGN & VERIFICATION 9/2002  
[www.eue24.net/pi/index.php?forward=downloadPdf.php&p=mJ3rC2nsGxWFBan-jU.jGmQF3Ccl\\_ExFxccClnMfiMg3pRU00SLjfEtfra@Y.G@7.BEKpcNBqa8SnQULfAxj\\_HXyzBcTor\\_ZxV\\_NXHQBqth2cYWxARWwAxjI](http://www.eue24.net/pi/index.php?forward=downloadPdf.php&p=mJ3rC2nsGxWFBan-jU.jGmQF3Ccl_ExFxccClnMfiMg3pRU00SLjfEtfra@Y.G@7.BEKpcNBqa8SnQULfAxj_HXyzBcTor_ZxV_NXHQBqth2cYWxARWwAxjI)  
verfügbar am 12.02.2014, 11:25 Uhr
- EAG 2013      Weidauer, Jens, Elektrische Antriebstechnik: Grundlagen, Auslegung, Anwendung, Lösung, Publicis Publishing, Erlangen 2013
- PHR 2009      Analog Devices Inc., ADSP-BF537 Blackfin ® Processor Hardware Reference - Includes ADSP-BF534 and ADSP-BF536 Blackfin Processors, Norwood, Massachusetts, 2009
- DIP 2006      DIP-CIB Evaluation Board APPLICATION NOTE, MITSUBISHI

- ELECTRIC CORPORATION, 2006
- ESM 2008      Analog Devices Inc., ADSP-BF537 EZ-KIT Lite ® Evaluation System Manual, Norwood, Massachusetts, 2008
- TDI 2012      Electronic Assembly, EA eDIPTFT70-A, Gilching, 2012
- REX 2003      Powerex, Inc., CP25TD1-24A, Youngwood, Pennsylvania, 2003
- KIS 2012      Kistler Gruppe, Drehmomentsensor, 2012, <http://www.kistler.com/mediaaccess/000-595d-05.12.pdf>, verfügbar am 12.06.2012, 8:30 Uhr
- KIS 2007      Kistler Gruppe, Drehmomentsensor, 2007  
<http://www.kistler.com/mediaaccess/900-900d-07.07.pdf>, verfügbar am 13.06.2012, 10:15 Uhr
- TBF 2001      Beckert, U., Symmetrisches Optimum, [tu-freiberg.de/fakult4/et/studium/download/v-profbeckert-website/12sym\\_opt\\_1.pdf](http://tu-freiberg.de/fakult4/et/studium/download/v-profbeckert-website/12sym_opt_1.pdf), TU Bergakademie Freiberg, 2001

# Anlagenverzeichnis

Anlage A: DSP Pinbelegung.....	XII
Anlage B: Display Pinbelegung .....	XIII
Anlage C: Datenübertragungsprotokoll.....	XIV
Anlage D: Datenblatt cp25td1_24a.....	XV
Anlage E: Datenblatt EVB cp25td1_24a .....	XIX
Anlage F: gesendete Bytes des Displays .....	XXIV
Anlage G: Stromlaufplan Schaltschrank 2 .....	XXVI
Anlage H: Schaltplan Leistungselektronik.....	XXVII
Anlage I: Schaltplan Leiterplatte .....	XXVIII
Anlage J: Oszilloskopbilder .....	XXIX
Anlage K: Momentbelastbarkeit.....	XXX
Anlage L: Musterversuch.....	XXXI
Anlage M: Stückliste.....	XXXVII
Anlage N: Angebot Isolationswächter .....	XLI
Anlage O: Schaltplan Schutzbeschaltung.....	XLII

<sup>30</sup> Vgl. ESM 2009 S.84



## Anlage B: Display Pinbelegung

Pinout eDIPTFT70-A: I2C mode											
Pin	Symbol	In/Out	Function	Pin	Symbol	In/Out	Function				
1	GND		Ground Potential for logic (0V)	25	N.C.		do not connect, reserved				
2	VDD		Power supply for logic (+5V)	26							
3	SND+		Speaker LS1 (Impedance 8 Ohm)	27							
4	SND-		Speaker LS2	28							
5	RESET	In	L: Reset	29	GND		Ground (=Pin 1)				
6	BA0	In	Basic Address 0	30	VDD		Power supply (=Pin 2)				
7	BA1	In	Basic Address 1	31	AIN1	In	analogue input 0..VDD DC impedance 1MOhm				
8	SA0	In	Slave Address 0	32	AIN2						
9	SA1	In	Slave Address 1	33	OUT1 / MO8	Out	8 digital outputs maximum current: IOL = IOH = 10mA  alternativ up to 8 matrix keyboard output lines (reduces the digital output lines, see chapter external keyboard)				
10	SA2	In	Slave Address 2	34	OUT2 / MO7						
11	BA2	In	Basic Address 2	35	OUT3 / MO6						
12	I2CMOD	In	connect to GND for I2C interface	36	OUT4 / MO5						
13	DPOM	In	L: disable PowerOnMacro do not connect for normal operation	37	OUT5 / MO4						
14	SDA	Bidir.	Serial Data Line	38	OUT6 / MO3						
15	SCL	In	Serial Clock Line	39	OUT7 / MO2						
16	BUZZ	Out	Buzzer output	40	OUT8 / MO1						
17	DPROT	In	L: Disable Smallprotokoll do not connect for normal operation	41	IN1 / MI8	In	8 digital inputs open-drain with internal pullup 20..50k  alternativ up to 8 matrix keyboard input lines (reduces the digital input lines, see chapter external keyboard)				
18	DNC	Out	L: internal, do not connect	42	IN2 / MI7						
19	WP	In	L: Writeprotect for DataFlash	43	IN3 / MI6						
20	TEST SBUF	In Out	open-drain with internal pullup 20..50k IN (Power-On) L: Testmode OUT L: data in sendbuffer	44	IN4 / MI5						
21	N.C.		do not connect, reserved	45	IN5 / MI4						
22				46	IN6 / MI3						
23				47	IN7 / MI2						
24				48	IN8 / MI1						

I2C - Address											
Pin 11,7,6			Base address	I2C address							
BA2	BA1	BA0		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
L	L	L	\$10	0	0	0	1	S A 2	S A 1	S A 0	R W
L	L	H	\$20	0	0	1	0				
L	H	L	\$30	0	0	1	1				
L	H	H	\$40	0	1	0	0				
H	L	L	\$70	0	1	1	1				
H	L	H	\$90	1	0	0	1				
H	H	L	\$B0	1	0	1	1				
H	H	H	\$D0	1	1	0	1				

alle Pins offen: Schreiben \$DE  
Lesen \$DF



## Anlage C: Datenübertragungsprotokoll

### EAeDIPTFT70-A

Seite 10

Technische Änderung vorbehalten.  
Wir übernehmen keine Haftung für  
Druckfehler und Applikationsbeispiele.

#### DATENÜBERTRAGUNGSPROTOKOLL (SMALL PROTOKOLL)

Das Protokoll ist für alle 3 Schnittstellenarten RS-232, SPI und I<sup>2</sup>C identisch aufgebaut. Die Datenübertragung ist jeweils eingebettet in einen festen Rahmen mit Prüfsumme „bcc“. Das EA eDIPTFT43-A quittiert dieses Paket mit dem Zeichen <ACK> (= \$06) bei erfolgreichem Empfang oder <NAK> (= \$15) bei fehlerhafter Prüfsumme oder Empfangspufferüberlauf. In jedem Fall wird bei <NAK> das komplette Paket verworfen und muss nochmal gesendet werden.

Ein <ACK> bestätigt lediglich die korrekte Übertragung. Ein Syntax-Check erfolgt nicht.

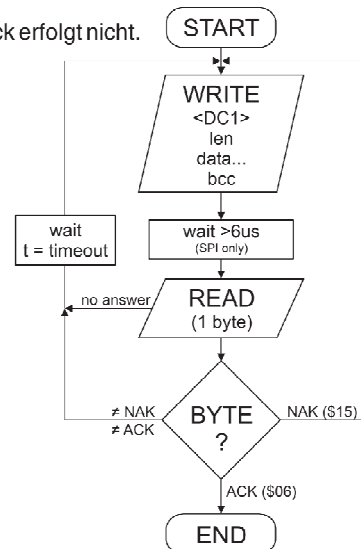
Hinweis: <ACK> muss eingelesen werden.

Empfängt der Hostrechner keine Quittierung, so ist mindestens ein Byte verloren gegangen. In diesem Fall muss die eingestellte Timeoutzeit abgewartet werden, bevor das Paket komplett wiederholt wird.

Die Anzahl (len) der Rohdaten pro Paket kann max. 255 Byte betragen. Befehle die größer als 255 Byte (z.B. Bild laden ESC UL ...) müssen auf mehrere Pakete aufgeteilt werden. Alle Daten in den Paketen werden nach korrektem Empfang von EA eDIP wieder zusammengefügt.

#### SMALL PROTOKOLL DEAKTIVIEREN

Das Protokoll ist für alle drei Schnittstellen RS-232, I<sup>2</sup>C und SPI identisch. Für Tests kann das Protokoll durch L-Pegel an Pin17(DPROT) abgeschaltet werden. Im normalen Betrieb ist allerdings die Aktivierung des Protokolls unbedingt zu empfehlen. Andernfalls wäre ein möglicher Überlauf des Empfangspuffers nicht zu erkennen.



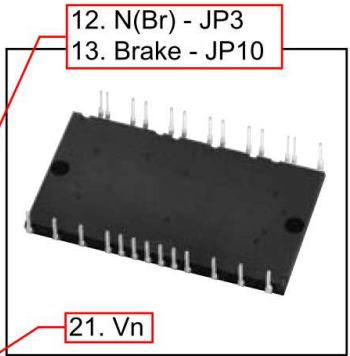
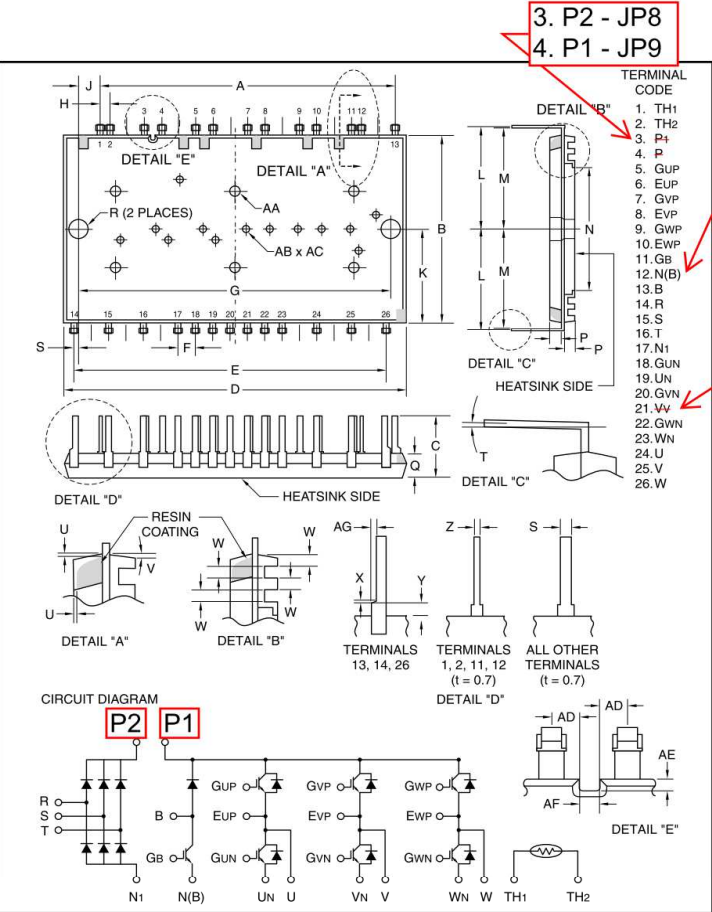
Anlage D: Datenblatt cp25td1\_24a



Powerex, Inc., 173 Pavilion Lane, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

CP25TD1-24A

**DIP-CIB**  
3Ø Converter + 3Ø Inverter + Brake  
25 Amperes/1200 Volts



**Description:**  
DIP-CIBs are low profile, thermally efficient, transfer mold modules. Each module consists of a three-phase diode converter section, a three-phase inverter section and a brake circuit. Open emitters allow the designer to sense the current in each phase leg for accurate and low cost current sensing. A thermistor is included in the package for sensing the base-plate temperature. 5th Generation CSTBT chips yield low loss. The module is completely Pb-Free and hence RoHS compliant.

- Features:**
- ☐ Compact Package
  - ☐ Only 5.7mm Thick
  - ☐ One Package for Entire Family
  - ☐ Thermistor
  - ☐ Open Emitters

- Applications:**
- ☐ AC Motor Control
  - ☐ Servo Motors
  - ☐ Robotics
  - ☐ HVAC Inverters

**Ordering Information:**  
CP25TD1-24A is a 1200 Volt, 25 Ampere DIP-CIB module.

Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	2.68	68.0
B	1.73	44.0
C	0.58±0.02	14.7±0.5
D	3.1	79.0
E	2.83	72.0
F	0.16±0.01	4.0±0.3
G	2.83±0.01	72.0±0.3
H	0.08±0.01	2.0±0.3
J	0.2±0.008	5.0±0.2
K	0.87	22.0
L	0.96±0.01	24.3±0.3
M	0.94±0.02	23.9±0.5
N	1.14	29.0
P	0.098	2.5
Q	0.22±0.02	5.7±0.5
R	0.18	4.5

Dimensions	Inches	Millimeters
S	0.04±0.008	1.0±0.2
T	0-5°	0-5°
U	0 Min.	0 Min.
V	8°	8°
W	0.04	1.1
X	0.02 Max.	0.5 Max.
Y	0.06	1.6
Z	0.023±0.008	0.6±0.2
AA	0.08 Dia.	2.0 Dia.
AB	0.1 Dia.	2.5 Dia.
AC	0.03 Deep	0.8 Deep
AD	0.057	1.45
AE	0.023	0.6
AF	0.04	1.1
AG	0.02±0.008	0.5±0.2

01/06

1



Powerex, Inc., 173 Pavilion Lane, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

**CP25TD1-24A**

**DIP-CIB**

**3Ø Converter + 3Ø Inverter + Brake**

25 Amperes/1200 Volts

**Absolute Maximum Ratings,  $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified**

Ratings	Symbol	CP25TD1-24A	Units
Junction Temperature	$T_j$	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	13	in-lb
Module Weight Typical	—	52	Grams
Isolation Voltage (60Hz, Sinusoidal, AC 1 Min., Applied Between Pins and Heatsink)	$V_{ISO}$	2500	Volts

**Inverter Part** **H-Brücke**

Collector-Emitter Voltage (G-E Short)	$V_{CES}$	1200	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E Short)	$V_{GES}$	$\pm 20$	Volts
Collector Current* (DC, $T_C = 78^\circ\text{C}$ )	$I_C$	25	Amperes
Peak Collector Current** (Pulse)	$I_{CM}$	50	Amperes
Maximum Collector Dissipation ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ )	$P_C$	138	Watts
Emitter Current* (DC, $T_C = 30^\circ\text{C}$ )	$I_{E^{***}}$	25	Amperes
Peak Emitter Current** (Pulse)	$I_{EM^{***}}$	50	Amperes

**Brake Part** **Chopper**

Collector-Emitter Voltage (G-E Short)	$V_{CES}$	1200	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E Short)	$V_{GES}$	$\pm 20$	Volts
Collector Current* (DC, $T_C = 100^\circ\text{C}$ )	$I_C$	15	Amperes
Peak Collector Current** (Pulse)	$I_{CM}$	30	Amperes
Maximum Collector Dissipation ( $T_C = 25^\circ\text{C}$ , $T_j < 150^\circ\text{C}$ )	$P_C$	113	Watts
Repetitive Peak Reverse Voltage (Clamp Diode Part)	$V_{RRM}$	1200	Volts
Forward Current (Clamp Diode Part, $T_j < 150^\circ\text{C}$ )	$I_{FM}$	15	Amperes

**Converter Part** **B6U**

Repetitive Peak Reverse Voltage	$V_{RRM}$	1600	Volts
Recommended AC Input Voltage)	$E_a$	440	Volts
DC Output Current (Three-phase Rectifying Circuit)	$I_O$	25	Amperes
Surge Forward Current (1/2 Cycle at 60 Hz, Peak Value, Non-repetitive)	$I_{FSM}$	315	Amperes
$I^2t$ for Fusing (Value for 1 Cycle of Surge Current)	$I^2t$	416	$\text{A}^2\text{s}$

\* $T_C$  is measured just underneath the power chip.

\*\*Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature ( $T_j$ ) does not exceed  $T_{j(max)}$  rating.

\*\*\* $I_E$ ,  $V_{EC}$ ,  $t_{rr}$ , and  $Q_{rr}$  represent characteristics of the anti-parallelled emitter-to-collector free-wheel diode (FWDI).



Powerex, Inc., 173 Pavilion Lane, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

CP25TD1-24A

DIP-CIB

3Ø Converter + 3Ø Inverter + Brake

25 Amperes/1200 Volts

### Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Inverter Part</b> <span style="border: 1px solid red; padding: 2px;">H-Brücke</span>						
Collector-Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	—	—	1.0	mA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 2.5mA, V_{CE} = 10V$	6.5	7.5	8.5	Volts
Gate-Emitter Cutoff Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = 20V, V_{CE} = 0V$	—	—	1.0	$\mu A$
Collector-Emitter	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 25A, V_{GE} = 15V, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	1.8	2.5	Volts
Saturation Voltage*		$I_C = 25A, V_{GE} = 15V, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.0	—	Volts
Input Capacitance	$C_{ies}$		—	—	4.94	nF
Output Capacitance	$C_{oes}$	$V_{CE} = 10V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz$	—	—	0.34	nF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{res}$		—	—	0.10	nF
Total Gate Charge	$Q_G$	$V_{CC} = 600V, I_C = 25A, V_{GE} = 15V$	—	167	—	nC
Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$		—	—	100	ns
Turn-on Rise Time	$t_r$	$V_{CC} = 600V, I_C = 25A,$	—	—	75	ns
Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 13\Omega,$	—	—	300	ns
Turn-off Fall Time	$t_f$	$T_j = 25^\circ\text{C},$	—	—	400	ns
Reverse Recovery Time**	$t_{rr}$	Inductive Load	—	200	—	ns
Reverse Recovery Charge**	$Q_{rr}$		—	0.5	—	$\mu C$
Emitter-Collector Voltage**	$V_{EC}$	$I_E = 25A, V_{GE} = 0V$	—	3.2	4.4	Volts
External Gate Resistance	$R_g$	—	13	—	130	$\Omega$
<b>Brake Part</b> <span style="border: 1px solid red; padding: 2px;">Chopper</span>						
Collector-Cutoff Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	—	—	1.0	mA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C = 1.5mA, V_{CE} = 10V$	6.5	7.5	8.5	Volts
Gate-Emitter Cutoff Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = 20V, V_{CE} = 0V$	—	—	1.0	$\mu A$
Collector-Emitter	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 15A, V_{GE} = 15V, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	1.8	2.5	Volts
Saturation Voltage*		$I_C = 15A, V_{GE} = 15V, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.0	—	Volts
Input Capacitance	$C_{ies}$		—	—	3.14	nF
Output Capacitance	$C_{oes}$	$V_{CE} = 25V, V_{GE} = 0V, f = 1MHz$	—	—	0.22	nF
Reverse Transfer Capacitance	$C_{res}$		—	—	0.06	nF
Total Gate Charge	$Q_G$	$V_{CC} = 600V, I_C = 15A, V_{GE} = 15V$	—	90	—	nC
Turn-on Delay Time	$t_{d(on)}$		—	—	100	ns
Turn-on Rise Time	$t_r$	$V_{CC} = 600V, I_C = 15A,$	—	—	75	ns
Turn-off Delay Time	$t_{d(off)}$	$V_{GE} = \pm 15V, R_G = 22\Omega,$	—	—	300	ns
Turn-off Fall Time	$t_f$	$T_j = 25^\circ\text{C},$	—	—	400	ns
Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	Inductive Load	—	200	—	ns
Reverse Recovery Charge	$Q_{rr}$		—	0.3	—	$\mu C$
Forward Voltage Drop	$V_{FM}$	$I_F = 15A, \text{Clamp Diode Part}$	—	2.7	3.5	Volts
External Gate Resistance	$R_g$	—	22	—	220	$\Omega$

\*Pulse width and repetition rate should be such as to cause negligible temperature rise.

\*\* $T_C$  is measured just underneath the power chip.



Powerex, Inc., 173 Pavilion Lane, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

CP25TD1-24A

DIP-CIB

3Ø Converter + 3Ø Inverter + Brake

25 Amperes/1200 Volts

#### Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Converter Part</b>						
Repetitive Reverse Current	$I_{RRM}$	$V_R = V_{RRM}$ , $T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
Forward Voltage Drop	$V_{FM}$	$I_F = 25\text{A}$	—	1.1	1.4	Volts

#### Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>Common Rating</b>						
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case-to-Fin, Thermal Grease Applied	—	0.047	—	$^\circ\text{C/W}$

#### Inverter Part **H-Brücke**

Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)Q}$	IGBT Part, Per 1/6 Module	—	—	0.9	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)D}$	FWDi Part, Per 1/6 Module	—	—	1.5	$^\circ\text{C/W}$

#### Brake Part **Chopper**

Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)Q}$	IGBT Part	—	—	1.1	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)D}$	FWDi Part	—	—	1.7	$^\circ\text{C/W}$

#### Converter Part **B6U**

Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{th(j-c)}$	Per 1/6 Module	—	—	1.1	$^\circ\text{C/W}$
--------------------------------------	---------------	----------------	---	---	-----	--------------------

#### NTC Thermistor Part

Resistance	$R_{th}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	9.5	10.0	10.5	$\text{k}\Omega$
B Constant*	$B(25/100)$	Resistance at $25^\circ\text{C}$ , $100^\circ\text{C}$	—	3450	—	K

\*Thermistor resistance  $R_X$  at arbitrary temperature  $T_X(K)$  can be calculated with the B constant formula

$$R_X = R_{25} \cdot \exp\left[B(25/100) \cdot \left(\frac{1}{T_X} - \frac{1}{T_{25}}\right)\right]$$

where  $R_{25}$  is the resistance at  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ,  $T_{25} = 298\text{K}$ .

Anlage E: Datenblatt EVB cp25td1\_24a

MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION

DIP-CIB evaluation board

The block diagram shows a simple evaluation circuit for the DIP-CIB and the HVIC / LVIC. In this diagram the references of the components have been chosen to specify the type of component:

- D1: Bootstrap fast recovery diode 1A
- D2: Zener diode for surge voltage suppression
- R1: Filter capacitor
- R2: Fault output (FO) pull up resistor
- R3: LVIC pull down resistor
- R4: Bootstrap charging resistor
- Rs: Shunt resistor for short circuit (SC) detection
- C1: Electrolytic capacitor for bootstrap circuit
- C2: Ceramic capacitor for bootstrap circuit
- C3: Ceramic capacitor for HF blocking of the 15V supply
- C4: Ceramic capacitor for fault output noise suppression
- Rg(on): Turn on gate resistor
- Rg(off): Turn off gate resistor

The selection criteria for these components are explained in the corresponding chapters.  
An inrush current limitation circuit is not shown in the diagram. It is recommended to use the evaluation board in an isolated, current limited and well-protected environment only.

1.4.2 Connections to the DIP-CIB evaluation board

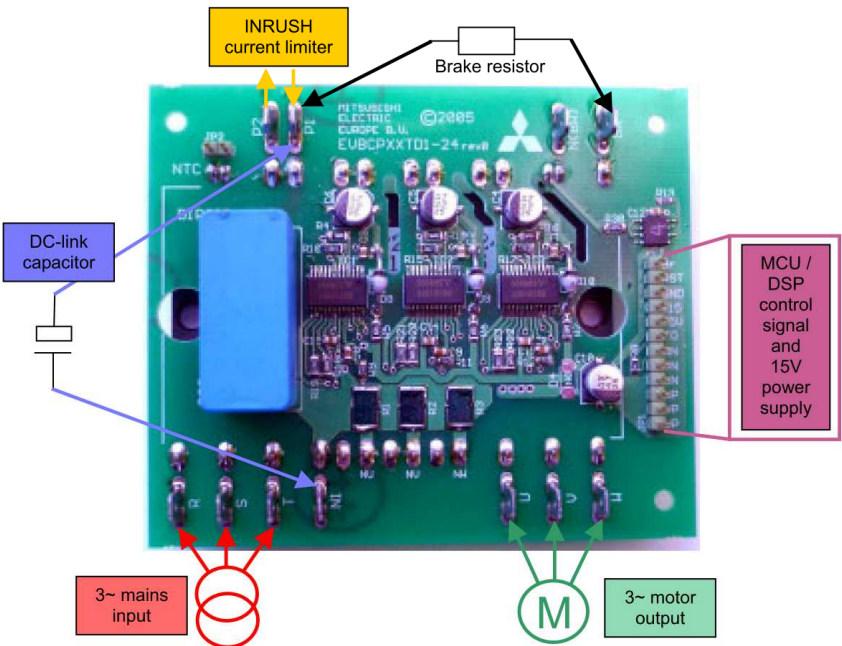


Figure 1.4.2.1: Fully populated PCB (incl. Rg(on), Rg(off) and 3 shunt resistors)

The DIP-CIB evaluation board is delivered without the gate resistors for turn-on and turn-off. The suitable

DIP-CIB EVB	DPH—4646e—	Application Note
-------------	------------	------------------

(6/34)



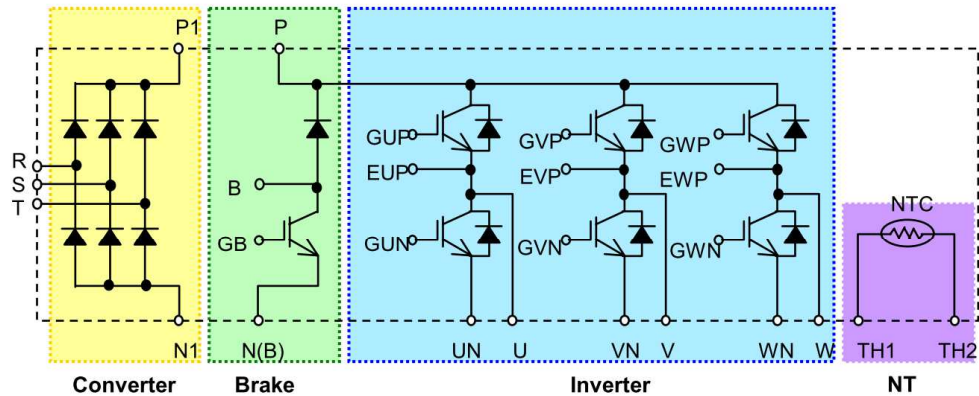


Fig.2-3 Internal circuit topology

2.2 Applications

General-purpose inverter, servo, and other low power industrial motor drives.

2.3 Features

- ① Low loss and high short circuit withstand capability by using Mitsubishi advanced CSTBT™ (Carrier Stored Trench-gate Bipolar Transistor) chips.
- ② Low loss and high surge current withstand capability converter diode.
- ③ Thin Dual In-line Package with dedicated pin arrangement simplifying the PCB layout.
- ④ Complete lead free bonding and plating technology complying with RoHS directive.
- ⑤ Excellent thermal dissipation structure provides lower thermal impedance.
- ⑥ NTC thermistor provides means for over temperature protection.
- ⑦ Low side open emitter structure offers means for low cost phase current detecting.

2.4 Line up

Table 2-1. DIP-CIB Product Line-up

Type name	Device rating			Matching motor rating	Isolation voltage
	Rectifier	Inverter	Brake		
CP10TD1-24A	10A/1600V	10A/1200V	10A/1200V	1.5 kW / 440V <sub>AC</sub>	2500V <sub>rms</sub> (Sinusoidal, 1min)
CP15TD1-24A	15A/1600V	15A/1200V	10A/1200V	2.2 kW / 440V <sub>AC</sub>	
CP25TD1-24A	25A/1600V	25A/1200V	15A/1200V	3.7 kW / 440V <sub>AC</sub>	
CP20TD1-12A	20A/800V	20A/600V	10A/600V	1.5 kW / 220V <sub>AC</sub>	
CP30TD1-12A	30A/800V	30A/600V	15A/600V	2.2 kW / 220V <sub>AC</sub>	

※The motor rating is just a rough matching to the DIP-CIB current rating by considering 150% overload of general purpose inverter drive.

DIP-CIB EVB	DPH-4646e-	Application Note
-------------	------------	------------------

## CHAPTER III Using HVIC / LVIC to drive the DIP-CIB

### 3.1 Introduction

The purpose of this chapter is to explain the highlights of HVIC/LVIC to drive the DIP-CIB efficiently and well protected in motor drive applications.

### 3.2 Features of the HVIC (M81019FP / M81721FP)

- Floating supply voltage up to 1200V(M81019FP) / 600V(M81721FP) with low leak current (less than 1uA)
- Low quiescent power supply current
- Separate sink and source output for dedicated  $R_{G,on}$  and  $R_{G,off}$  (current ( $\pm 1A$ ))
- Active miller clamp NMOS with sink current up to  $-1A$
- Input signal filter
- Over-current detection and output shutdown
- FO input and output Fault signals (bi-directional communication)
- High side under voltage lockout
- Designed originally for DIP-CIB

### 3.3 Output driver stage and protection functions

### 3.3.1 Output driver stage

The structure of the output driver stage is shown in figure 3-3-1. This circuit structure employs a solution for the problem of the Miller current through  $C_{res}$  in IGBT switching applications. Instead of driving the IGBT gate to a negative voltage to increase the safety margin, this circuit structure uses a NMOS to establish a low impedance path to prevent the self-turn-on due to the parasitic Miller capacitor in conjunction with  $dV/dt$ .

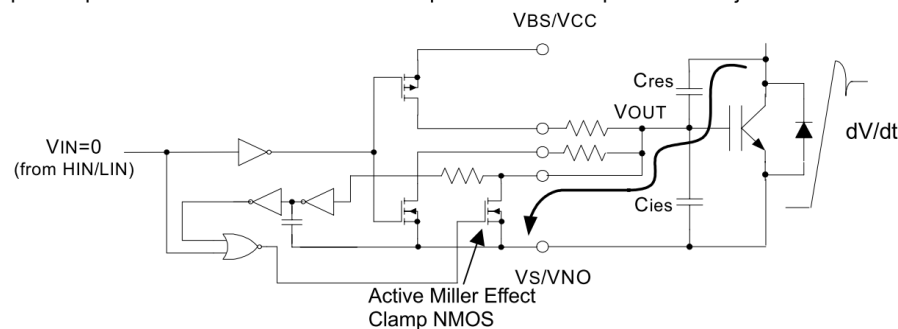


Figure 3-3-1 the structure of output driver stage

When HIN/LIN is at low level and the voltage of VOUT (IGBT gate voltage) is below the active Miller effect clamp NMOS input threshold Voltage, the active Miller effect clamp NMOS is being turned on and offers a low resistive path for the Miller current through Cres. Even the voltage of the VOUT is higher than active Miller effect clamp NMOS input threshold but the duration doesn't exceed active Miller clamp NMOS filter time, active Miller effect clamp NMOS structure in the driver would not turn-off.

### 3.3.2 Protection circuits

The HVIC is designed for the DIP-CIB and provides useful protection features for DIP-CIB modules.

DIP-CIB EVB	DPH-4646e-	Application Note
-------------	------------	------------------



MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION

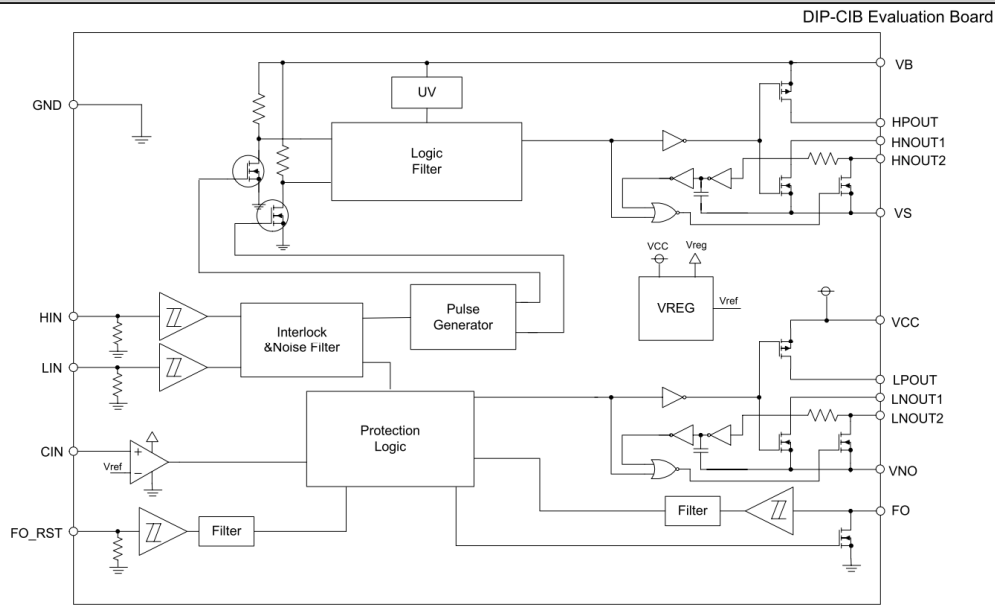


Figure 3-3-2 the block diagram of HVIC

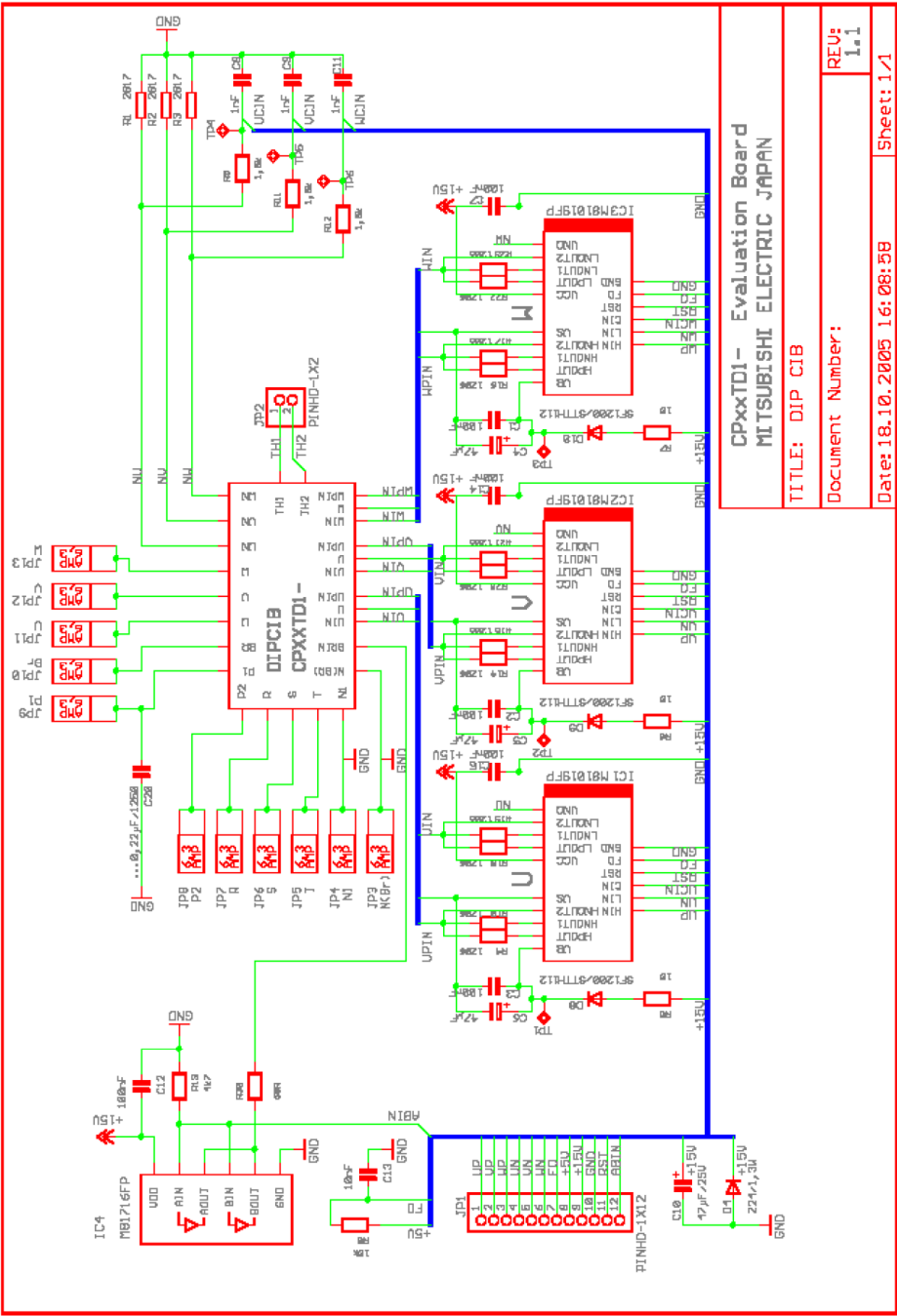
- (1). High side VBS supply under voltage lockout  
When the VBS supply voltage drops below the VBS supply UV trip voltage and the duration of this condition exceeds the VBS supply UV filter time, the output of the high side is locked. As soon as the VBS supply voltage rises above the VBS supply UV reset voltage, the output will respond to the following active HIN signal.
- (2). Input interlock circuit  
When the input signals (HIN/LIN) are high level at the same time, the outputs (HOUT, LOUT) keep their previous status. But if signals (HIN/LIN) are going to high level simultaneously, HIN signals will get active and cause output of high side to enter "H" status. If a high-high status of input signals (HIN/LIN) is ended with only one input signal entering low level and another still being in high level, the output will enter high-low status after the delay matching time.
- (3). Short circuit protection timing diagram  
When an over-current is detected by exceeding the threshold of the internal comparator at the CIN terminal and LIN is at high level at the same time, the short circuit protection will get active and shutdown the outputs while the fault output FO will issue a low level (indicating a fault signal). The fault output latch is reset by a high level signal at the fault output reset terminal FO\_RST. The FO will return to high level while the output of the driver will respond to the following active input signal.
- (4). FO input timing diagram  
When FO is pulled down to low level in case the FO of other phases becomes low level (fault happened) or the MCU/DSP sets FO to low level, the outputs (HOUT, LOUT) of the driver will be shut down. As soon as FO goes high again, the output will respond to the following active input signal.  
The FO pin can be used to communicate with controllers and synchronize the shut down with other phases.
- (5). Low side VCC supply power reset  
When the VCC supply voltage is lower than the power reset trip voltage, the power reset gets active and the outputs (HOUT/LOUT) become "L". As soon as the VCC supply voltage rises higher than the power reset trip voltage, the outputs will respond to the next active input signals.

DIP-CIB EVB	DPH-4646e-	Application Note
-------------	------------	------------------

MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION

DIP-CIB Evaluation Board

4.4 Schematic



DIP-CIB EVB

DPH-4646e-

Application Note

## Anlage F: gesendete Bytes des Displays

Wenn der Sendepuffer abgeholt wird, können folgende Bytes gesendet werden:

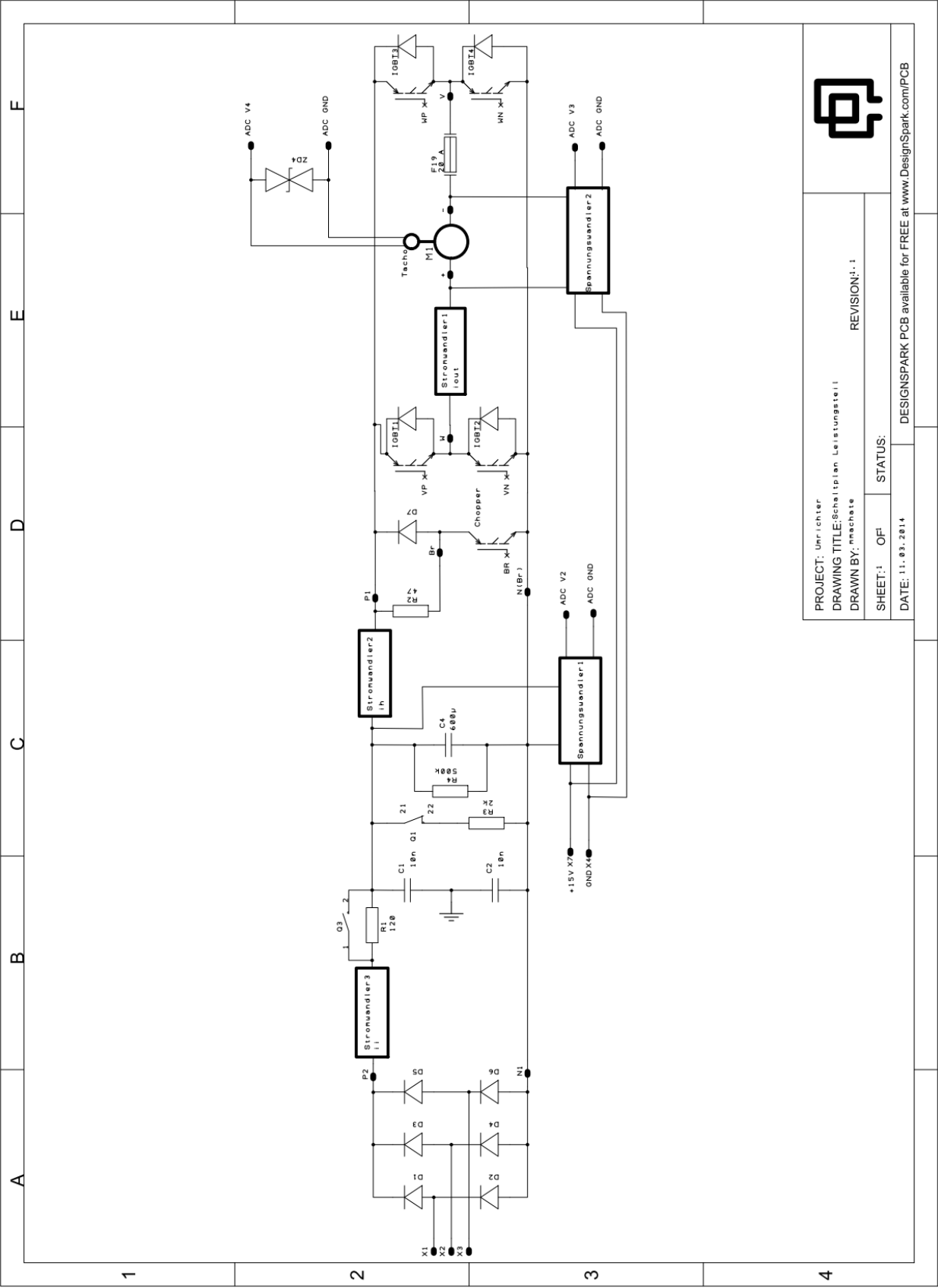
Byte	Bedeutung	Wert	Bedeutung
0	ACK	0x06	Daten erhalten
1	DC1	0x11	
2	LEN	0x04 0x05 0x0n	leer oder Taster ein Zeichen n-4 Zeichen
3	ESC	0x1b	
4	Art	0x45 0x47 0x50	Editbox Wert (Befehl #SB) Taster
5	?	0x01 0x02 0x0n	Taster oder leeres Feld Feld mit einem Zeichen Feld mit n-1 Zeichen
6	Typ	<p>Wenn Taster (8 digitale Eingänge) in einem Byte codiert</p> <p>0xff 0xfe 0xfd 0xfb 0xf7 0xef 0xdf 0xbf 0x7f</p> <p>oder Nummer der Editbox</p> <p>1 n bis 15</p> <p>oder Byte mit Zahl</p> <p>1 2 3 4</p>	<p>kein Taster betätigt Taster 1 betätigt Taster 2 Taster 3 Taster 4 Taster 5 Taster 6 Taster 7 Taster 8</p> <p>Editbox 1 Editbox n bis 15</p> <p>Bedeutung für DSP Startbildschirm Betriebsmaske Parameter 1 Parameter 2</p>

		5	Fehler
7	1. Zeichen	ASCII kodiertes Zeichen	1. Stelle aus Editbox
8	2. Zeichen	ASCII kodiertes Zeichen	2. Stelle aus Editbox
n	(n-6). Zeichen	ASCII kodiertes Zeichen	(n-6). Stelle aus Editbox
vor- letztes	unbekannt		
letztes	bcc	( $\Sigma$ aller Bytes) Modulo 256	Checksumme
Beispiel 1			
0	ACK	0x06	
1	DC1	0x11	
2	LEN	0x04	
3	ESC	0x1b	
4		0x50	Taster
5		0x01	Taster
6		0xFE	Taster 1 gedrückt
7		0x39	
8	bcc	0x7F	
Beispiel 2			
0	ACK	0x06	
1	DC1	0x11	
2	LEN	0x09	Fünf Zeichen
3	ESC	0x1b	
4		0x45	Editbox
5		0x06	(6-1) Fünf Zeichen
6		0x01	1. Editbox
7	1. Zeichen	0x39	9
8	2. Zeichen	0x39	9
9	3. Zeichen	0x39	9
10	4. Zeichen	0x39	9
11	5. Zeichen	0x39	9
12		0x63	
13	bcc	9E	

Tabelle 2: gesendete Bytes des Displays

[illegible]

Anlage H: Schaltplan Leistungselektronik



PROJECT: Umrichter  
DRAWING TITLE: Schaltplan Leistungsteil  
DRAWN BY: mmechate

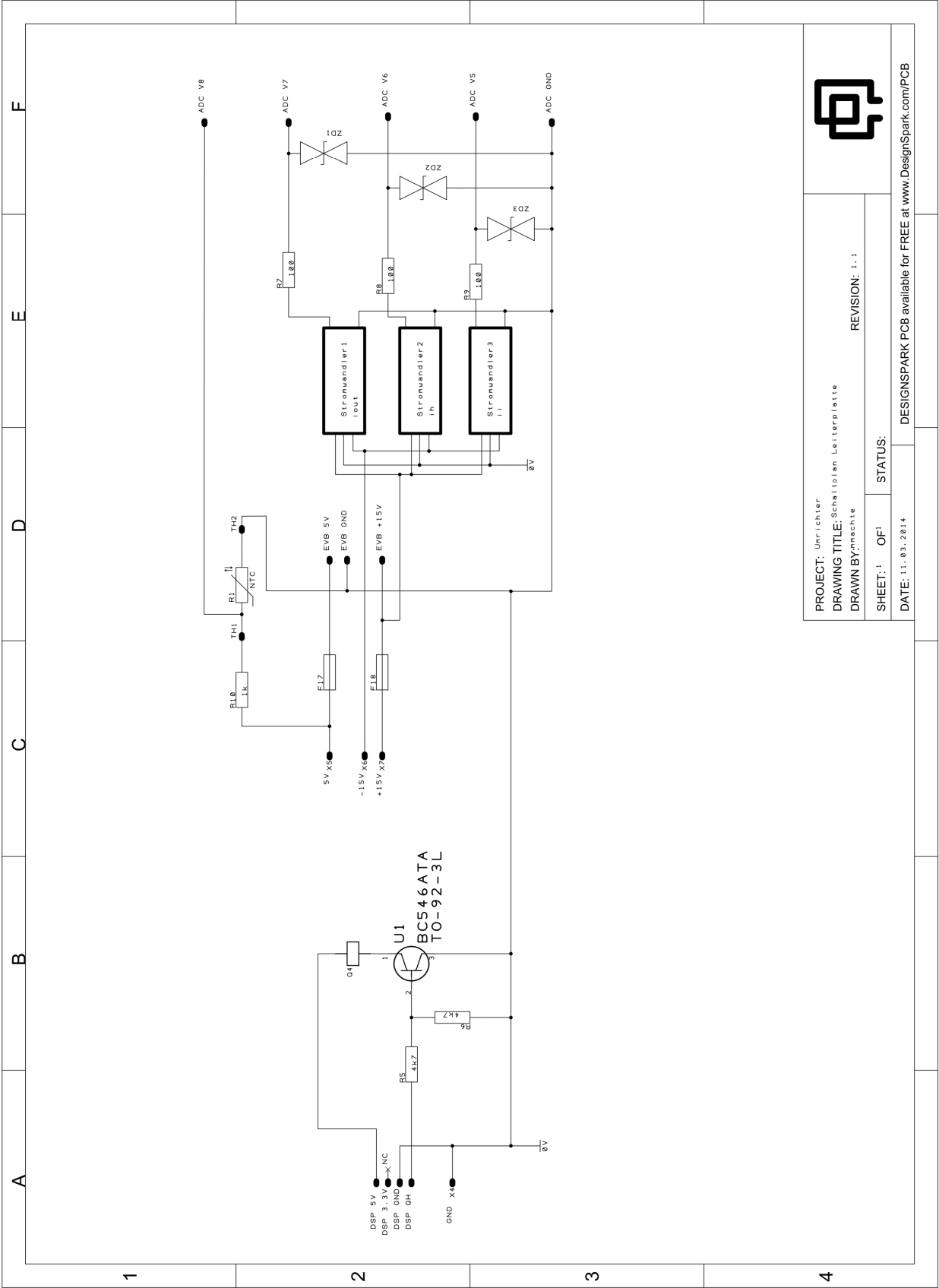
REVISION: 1.1

SHEET: 1 OF 1 STATUS:

DATE: 11.03.2014

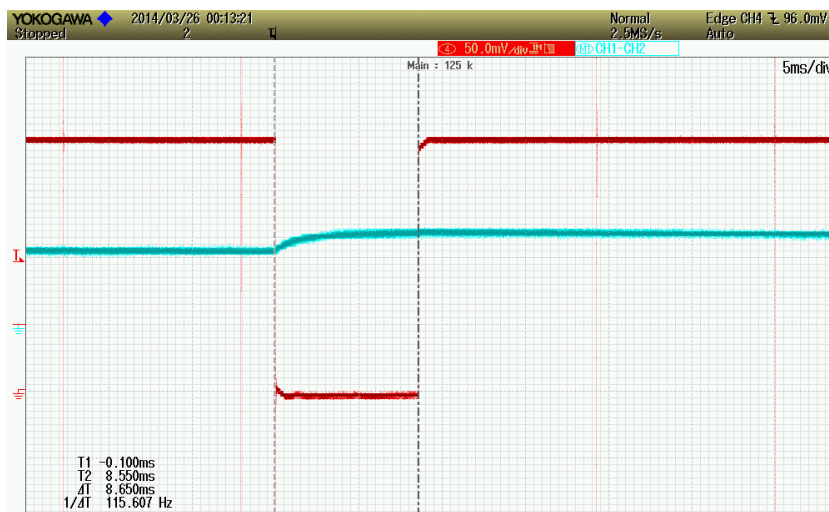
DESIGNSPARK PCB available for FREE at [www.DesignSpark.com/PCB](http://www.DesignSpark.com/PCB)

Anlage I: Schaltplan Leiterplatte



PROJECT: Umrüster	REVISION: 1.1
DRAWING TITLE: Schaltplan Leiterplatte	
DRAWN BY: mnechte	
SHEET: 1	STATUS:
DATE: 11.03.2014	DESIGNSPARK PCB available for FREE at <a href="http://www.DesignSpark.com/PCB">www.DesignSpark.com/PCB</a>

## Anlage J: Oszilloskopbilder



Blau: Ladungspumpenspannung  
Rot: IGBT Strom

Abbildung 38: Wiederaufladevorgang Ladungspumpenspannung

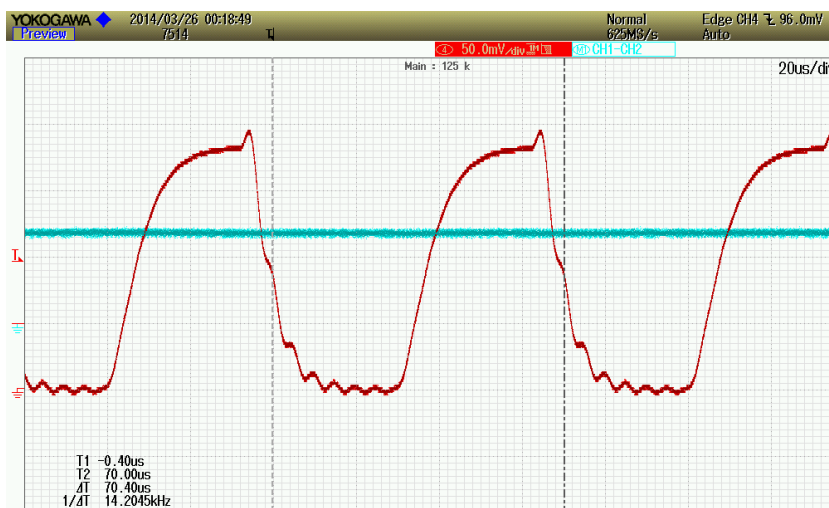


Abbildung 39: Ladungspumpenspannung bei 14 kHz



## Anlage K: Momentbelastbarkeit

Nenndrehmoment	20 Nm
Grenzdrehmoment	1,5 x Nenndrehmoment
Wechseldrehmoment	0,7 x Nenndrehmoment
Bruchdrehmoment	4,0 x Nenndrehmoment
Genauigkeitsklasse	0,1 %
Drehzahlmessung	60 Imp/Umdr
Nenntemperaturbereich	10 bis 60 °C
Gehäusematerial	Aluminium, harteloxiert
Schutzart	IP 40

Tabelle 3: Auszug Datenblatt Drehmomentsensor<sup>35</sup>

## Klemmnabenkupplung Typ KK 965 62


## Miniatur-Kupplung, drehsteife, doppelflexible Klemmnabenkupplung



Technische Daten		Typ KK 965...				
		...25	...37	...50	...62	...75
Nenndrehmoment	N-m	0,39	1,56	6,17	24,7	36,2
Maximaldrehmoment	N-m	0,54	2,19	8,64	34,6	50,7
Nachgiebigkeit, axial	mm	0,8	0,8	0,8	0,8	0,8
Nachgiebigkeit, radial	mm	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7
Nachgiebigkeit, winklig	°	2	1,5	1	0,7	0,7
Drehfederwert	10 <sup>6</sup> N-m/rad	3,89	25,986	39,768	103,572	161,76
Maximale Drehzahl	min <sup>-1</sup>	64 000	44 000	36 000	28 000	24 000
Massenträgheitsmoment	10 <sup>-6</sup> kg·m <sup>2</sup>	2,33	14,01	37,99	104,28	203,55

Abbildung 40: Datenblatt Klemmnabenkupplung<sup>36</sup><sup>35</sup> KIS 2012 S. 2<sup>36</sup> KIS 2007 S. 15

## Anlage L: Musterversuch

<b>Hochschule Mittweida</b> <b>University of Applied Sciences</b> <b>Fakultät Elektro- und Informa- tionstechnik</b>			<b>Praktikum</b> <b>Geregelte Antriebe</b>
Versuch X	<b>Pulssteller</b> <b>geregelte Gleichstrommaschine</b>		
Seminargruppe:	Name, Vorname:	Vorbereitungstest:	
Laborgruppe:		Gesamttest:	
Datum:			

**1 Zielsetzung**

- Messtechnische Erfassung des Betriebsverhaltens eines gesteuerten Gleichstrommotors
- Ermittlung statischer und dynamischer Kennwerte

**Achtung!**

Bei diesen Versuchen sind die verwendeten Spannungen größer als die Schutzkleinspannung!

Verwenden Sie nur Messleitungen mit Berührungsschutz!

Nehmen Sie den Schaltungsaufbau und eventuelle Schaltungsänderungen nur im spannungslosen Zustand vor!

Alle Schaltungen sind vor Inbetriebnahme vom Betreuer kontrollieren zu lassen!

Achten Sie auf eine vollständige mechanische Abdeckung aller rotierenden Teile!

**2 Literatur**

- |                     |  |
|---------------------|--|
| Riefenstahl, Ulrich | Elektrische Antriebstechnik<br>B.G. Teubner Stuttgart                        |
| Brosch, Peter F.    | Moderne Stromrichterantriebe<br>Vogel Fachbuch                               |
| Vogel, Johannes     | Elektrische Antriebstechnik<br>Hüthig Verlag Heidelberg                      |
| Buxbaum, Arne       | Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik<br>AEG-Telefunken-Handbücher |
| Pfaff, Gerhard      | Geregelte Gleichstromantriebe<br>Oldenbourg                                  |

### 3 Versuchsvorbereitung

#### 3.1 Schwerpunkte

- Bestimmung der Regelparameter
- Erstellung und Auswertung Bodediagramme

#### 3.2 Fragen/Aufgaben

Gehen Sie in Ihrer Versuchsvorbereitung auf folgende Punkte näher ein:

- Erklären Sie das Betrags- und Symmetrische Optimum, welche Unterschiede bestehen im Zeit- und Frequenzbereich?
- Berechnen Sie die Parameter ( $K_p$  und  $I$ ) für den Ankerstromregler nach dem Betragsoptimum und für den Drehzahlregler nach dem symmetrischen Optimum, aus den ermittelten Werten vom Versuch gesteuerte stromrichter gespeiste Gleichstrommaschine!

#### 3.3 Versuchsschaltung

Skizzieren Sie zur Versuchsvorbereitung eine Messschaltung, mit welcher die gestellten Messaufgaben durchgeführt werden können.

Beachten Sie dabei folgende Hinweise:

- Messung des Ankerstromes, des Erregerstromes
- zu verschaltende Motoranschlüsse: 1B1, 2B2, F1, F2, PE (Anker- und Wendepolwicklungen sind intern bereits in Reihe geschaltet)
- Anschluss der Messschaltung an einen Versuchsplatz, in dem der FI-Schutzschalter und der Motorschutzschalter bereits integriert sind
- Die Messung von Drehmoment  $M$  und der Drehzahl  $n$  erfolgt mit der Drehmomentmesswelle von Kistler (Dr. Staiger Mohilo). Hierzu sind entsprechende Messgeräte am Versuchsstand installiert.
- Die Belastung wird mittels Stellwiderstände im Ankerkreis der Gleichstrommaschine variiert.
- Die Erregerstromversorgung für die Belastungsmaschine erfolgt aus einem einstellbaren Gleichstromversorgungsgerät.

#### 3.4 Geräte

Der Aufbau des Maschinenstrangs besteht aus zwei baugleichen Motoren.

\*Fettgedruckte Werte sind **Nennwerte**

Siemens			
Nebenschluss-Motor 1 GA5102 – 9BZ30 – 0ZZ7 – Z			
IEC100	Nr.E	CN81 4974 01 004	VDE 0530
315 – <b>380 V</b>	1200 - <b>1500</b> 1/min	3,35 – <b>3,35 A</b>	0,8 – <b>1,0 kW</b>
445 / 230 V	1800 / 1500 1/min	3,35 / 3,30 A	1,2/0,8 kW MOT/GEN
Err. / excit.	110 V	<b>0,99 A</b> MOT	IP 23
Fremd	64 V	0,61 A GEN	

Der Ankerwiderstand ist in dieser Größenordnung unüblich hoch. Die verwendete Maschine ist für Ausbildungszwecke entwickelt worden, um mit einem ho-

hen Ankerwiderstand die Nebenschlusscharakteristik klar erkennbar zu gestalten. Bei Industriegleichstrommaschinen ist  $R_A$  üblicherweise kleiner  $1\ \Omega$ .

- Glättungsdrossel BARTH; Anschlüsse:  $L = 50, 100, 200\text{ mH/I} = 5\text{ A}$

$L \approx 230\text{ mH}$

- Belastungseinrichtung, Siemens Nebenschlussmotor im Generatorbetrieb und Widerstandsbeschaltung, Feldeinspeisung erfolgt über Laborstromversorgungsmodul

- Stromrichter, Siemens SINAMICS DCM DC Converters 6RA8013-6DV62
- Einphasenwechselrichter
- Strommesszange HAMEG HZ 56-2
- Yokogawa DLM4038

Bei der Messung des Ankerstrom verwenden Sie zusätzlich einen Lowpassfilter 40 Hz, enthalten im MATH/REF Menü.

- Speise- und Auswertesystem 4700A (UMV 3000) von Kistler (Dr. Staiger Mohilo)
- Drehmomentsensor Typ 0260 DM von Kistler (Dr. Staiger Mohilo)

Messbereich N·m	Drehsteifheit N·m/rad	Massenträgheit kgcm <sup>2</sup>	
		Messeite	Antriebsseite
0,2	40	0,0023	0,25
0,5	40	0,004	0,14
1	230	0,0054	0,16
2	350	0,006	0,17
5	450	0,006	0,17
10	700	0,008	0,19
20	800	0,008	0,19

Quelle: <http://www.kistler.com/mediaaccess/000-595d-05.12.pdf> Seite 3

- PC mit Siemens STARTER, Kommunikation per Profibus
- Frequenzgenerator Toellner TOE 7404
- Analogtacho  $U_T = 20\text{ V/1000 min}^{-1}$
- $J_{\text{Schwungmasse}} = 0,07425\text{ kgm}^2$

Beachten Sie die Sicherheitshinweise und Betriebsbedingungen der jeweiligen Betriebsmittel!

Die Spannungsempfindlichkeit der Analogeingänge beträgt  $\pm 10\text{ V}$ . Bitte überschreiten Sie dies nicht!

## **4 Aufgabenstellungen**

### **4.1 Sprungantwort: Strom**

Zeichnen Sie die Sprungantwort des Ankerstromes bei eingestellten Betragsoptimum auf!

Schließen Sie den Frequenzgenerator an.

Koppeln Sie die Schwungmasse an und fixieren Sie das Wellenende mit der vorgesehen Halterung.

Stellen Sie mittels Frequenzgenerator einen Spannungssprung von 0,5 V und 0,5 Hz ein. Oszilloskopieren Sie das Signal der Strommesszange.

### **4.2 Bodediagramm: Stromregler**

Nehmen Sie das Bodediagramm des Stromregelkreises auf. Wählen Sie selbstständig die einzustellenden Frequenzen. Messen Sie die Amplituden und Phasenverschiebungen.

### **4.3 Sprungantwort: Drehzahl**

**Feststellung der Welle lösen und Schwungmasse abkoppeln!**

Stellen Sie mittels Frequenzgenerator einen Spannungssprung von 3,0 V auf 10,0 V und 0,1 Hz ein. Oszilloskopieren Sie das Signal des Analogtachos.

a) Drehzahlsprung, ohne I-Anteil, P-Anteil = 1

b) Sprungantwort mit Symmetrischem Optimum

Stellen Sie Ihre ermittelten Werte für das Symmetrische Optimum ein!

c) Sprungantwort mit Symmetrischem Optimum und Schwungmasse

d) Sprungantwort mit Symmetrischem Optimum und Schwungmasse mit angepasstem Drehzahlregler

**4.4 Bodediagramm: Drehzahlregler**

Nehmen Sie das Bodediagramm des Drehzahlregelkreises auf. Wählen Sie selbständig die einzustellenden Frequenzen. Messen Sie die Amplituden und Phasenverschiebungen.

**4.5 Wirkungsgradbetrachtung**

Alle folgenden Messungen sind jeweils einmal bei 20 % und bei 100 % der Nennbelastung durchzuführen. Als Belastung ist eine Gleichstrommaschine im momentgeregelten Betrieb durch den Siemens SINAMICS Umrichter zu betreiben.

a) Führen Sie die Messungen mit dem Leonard Satz durch!

b) Führen Sie die Messungen mit dem Einphasenwechselrichter im zweipunktgeregelten Betrieb durch!

c) Führen Sie die Messungen mit dem Einphasenwechselrichter im dreipunktgeregelten Betrieb durch!

d) Führen Sie die Messungen mit dem Einphasenwechselrichter mit eingestellten Parametern mit PWM durch!

**5 Auswertung****5.1/3 Sprungantwort**

Ermitteln und bewerten Sie die Ausregelzeiten und Sprunghöhe der verschiedenen Drehzahlsprünge.

Für den Ankerstromsprung beziehen Sie bitte die Sprungantwort aus dem Versuch gesteuerte stromrichter gespeiste Gleichstrommaschine Aufgabe 4.1 mit ein.

**5.2/4 Bodediagramm**

Zeichnen Sie die Bodediagramme! Tragen Sie die Durchtrittsfrequenzen ein! Diskutieren Sie die Ergebnisse!

**5.5 Wirkungsgradbetrachtung**

Werten Sie die resultierenden Wirkungsgrade aus! Warum unterscheiden Sie sich?

**6. Kolloquiumsschwerpunkte**

## Funktionsweise eines Stromrichters

- Schaltung
- Ansteuerung
- Spannungs- und Zeitverläufe
- Besonderheiten der Pulssteller

## Grundlagen Reglereinstellung

- Optimierungsverfahren
- Optimierungskriterien für Strom- und Drehzahlregelkreis
- PI-Regler

## Anlage M: Stückliste

Pos.	Artikelnummer	Artikelbeschreibung	Stück- zahl	Stück- preis	Summe
<b>Mouser</b>					
1	ADZS-BF537-EZLITE EVAL-	Analog Devices DSP BF537	1	304,50 €	314,00 €
2	AD7606EDZ EVAL-	Analog Devices ADC 7606	1	74,25 €	76,57 €
3	AD5668SDRZ	Analog Devices DAC5668	1	45,63 €	45,63 €
4		MwSt	1	80,63 €	82,88 €
					<b>519,08 €</b>
<b>ChenJan</b>					
5	CYVT01-83S1-0,5-U1000V	Spannungstrennmess- verstärker unipolar	1	95,50 €	95,50 €
6	CYVT01-83S2-0,5-B1000V	Spannungstrennmess- verstärker bipolar	1	97,50 €	97,50 €
7		Versand	2	8,50 €	17,00 €
8		MwSt	1	39,90 €	39,90 €
					<b>249,90 €</b>
<b>ineltron GmbH</b>					
EVB CP25TD1-					
9	24A	Mitsubishi IGBT-Modul	1	87,00 €	87,00 €
10		Versand	1	6,00 €	6,00 €
11		MwSt		17,67 €	17,67 €
					<b>110,67 €</b>
<b>Farnell</b>					
12	1550777	WIDERSTAND 20KV 500K 1%	1	5,99 €	5,99 €
13	1420126	LINSENSCHRAUBEN PZ M3,5X6	1	3,14 €	3,14 €
14	297768	LITZE BLANK FLEX 2.5QMM PVC DOPP SCHW 5M	1	19,37 €	19,37 €
15	297756	LITZE BLANK FLEX 2.5QMM PVC DOPP ROT 5M	1	19,37 €	19,37 €
16	9751548	KONDENSATOR, KLASSE Y1, 10NF	3	1,38 €	4,14 €
17	1222529	LA 17/200 230V - KÜHL- KÖRPER, LÜFTER 230V	1	153,64 €	153,64 €
18	1006849	BIMETALLSCHALTER OEF- FNET BEI 150°C	2	3,36 €	6,72 €
19	1760884	WIDERSTAND, 2500W, 47R, 5%	1	77,32 €	77,32 €
20	1336158	ABSTANDSBOLZEN SCHW. M3 20MM	12	0,21 €	2,48 €
21	2145810	LEISTUNGSWIDERSTAND, 2KOHM 225W, 5%	1	17,48 €	17,48 €
22	1909321	BUCHSE, SMB, GERADE, 50OHM, LOETBAR	8	1,79 €	14,32 €
23	306484	MONTAGESCHELLE KON- DENSATOR METALL 25MM	1	1,08 €	1,08 €
24	1083111	WIDERSTAND, 0.1% 49R9	5	0,69 €	3,47 €



25	7047496	UNTERLEGSCHEIBE NY-LON M4 PK50 MULTICOMP - MC9A12-4034	1	2,14 €	2,14 €
26	1099261	- STECKER,GERADE,40KONT MULTICOMP - SA10CA -	4	0,32 €	1,27 €
27	1578898	DIODE TVS,10V5%,500W	8	0,43 €	3,47 €
28		MwSt	1	63,73 €	63,73 €
					<b>399,12 €</b>

**Bürklin**

29	09 E 466	SMD-Präzisionswiderstand 2817 0R015, 5,0 W, 1,0 %, TK 50	3	1,46 €	4,38 €
30	28 E 406	1206 33R, 0,25 W, 0,1 %, TK 25	10	0,30 €	3,00 €
31	28 E 402	1206 15R, 0,25 W, 0,1 %, TK 25	10	0,30 €	3,00 €
32	28 E 416	1206 220R, 0,25 W, 0,1 %, TK 25	10	0,30 €	3,00 €
33		Versand	1	4,90 €	4,90 €
34		MwSt	1	3,47 €	3,47 €
					<b>21,75 €</b>

**DigiKey**

35	FFLI6Q0607K--	Folienkondensatoren 1400 V 600 uF 10%	1	118,07 €	118,07 €
36		MwSt	1	22,43 €	22,43 €
					<b>140,50 €</b>

**RS Online**

37	102-6536	Abstandshalter I/A M3x20mm	1	3,36 €	3,36 €
38	435-8678	Stromwandler 20A HX 20-P	3	11,40 €	34,20 €
39	546-3361	SMB CrimpStecker	15	3,32 €	49,80 €
40	222-8610	Koax-Kabel RG174 A/U	1	15,48 €	15,48 €
41	412-816	Logic Translator 8-Ch Bi-Dir ADG3308BRUZ	1	3,73 €	3,73 €
42	701-7383	Widerstand Serie HOLCO 0,25W 1K0	5	0,61 €	3,07 €
43	728-8844	Multiadapter SMD SSOP- 20pol	1	4,85 €	4,85 €
44	507-6822	Wago DIN-Schienenklemme 3 x 6 mm <sup>2</sup> grau	1	14,62 €	14,62 €
45	413-655	Netzteil RT-65C SMPS 5/15/- 15V 65W	1	65,38 €	65,38 €
46		MwSt	1	36,95 €	36,95 €
					<b>231,44 €</b>

**Reichelt**

47	MPR 100	Präzisions-Widerstand, 0,6W, 0,1%, 100 Ohm	10	0,16 €	1,60 €
48	MPR 6,80K	Präzisions-Widerstand, 0,6W, 0,1%, 6,8 K-Ohm	10	0,16 €	1,60 €
49	RAFI 011.301	Taster, Schließer/Öffner, 250V, 2A, Ø18,2mm, rt	1	6,05 €	6,05 €
50	MP3-Y2 10N	WIMA, Funk- Entstörkondensator, Klasse	3	0,35 €	1,05 €

		Y2			
51	ARCTIC SILVER P	Arctic Silver 5 Wärmeleitpaste 3,5g	1	6,95 €	6,95 €
52	IFSH-G-6,35	Flachsteckerhülse-vollisoliert, Breite:6,35mm,gelb	20	0,11 €	2,20 €
53	IFSH-B-6,35	Flachsteckerhülse-vollisoliert, Breite:6,35mm,blau	20	0,09 €	1,80 €
54	DKR 10MM	Distanzbolzen, Rastbefestigung außen, M3, 10mm	4	0,27 €	1,08 €
55	FS 6100	Montageschienen	4	0,99 €	3,96 €
56	SI 4018	Silikon-Isolierfolie, 200x200x0,18mm	1	13,20 €	13,20 €
57	MPE 094-1-016	Buchsenleisten 2,54 mm, 1X16, gerade	1	0,40 €	0,40 €
58	MPR 1,00K	Präzisions-Widerstand, 0,6W, 0,1%, 1,0 K-Ohm	10	0,16 €	1,60 €
59	MPR 10,0K	Präzisions-Widerstand, 0,6W, 0,1%, 10 K-Ohm	10	0,16 €	1,60 €
60	X7R-2,5 100N	Vielschicht-Keramikkondensator 100N, 10%	5	0,05 €	0,25 €
61	CY 22-2 15P	Glimmer-Kondensator, 15pF, 100V, +/- 5%	5	0,67 €	3,35 €
62	RAD 105 10/63	Elektrolytkondensator, 105°C, RM 2,0mm	5	0,04 €	0,20 €
63	H25PS050	Punkt-Streifenrasterplati. Hartpapier, 50x100mm	1	0,82 €	0,82 €
64	H25SR050	Streifenrasterplatine, Hartpapier, 50x100mm	1	0,61 €	0,61 €
65	UP 730EP	Streifenrasterplatine, Epoxyd, 1-Seitig 160x100mm	1	4,05 €	4,05 €
66	BL 2X10G 2,54	2x10pol. Buchsenleiste, gerade, RM 2,54	2	0,50 €	1,00 €
67	BL 2X17G 2,54	2x17pol. Buchsenleiste, gerade, RM 2,54	2	0,86 €	1,72 €
68	WAGO 2006-1392	Abschluss-/Zwischenplatte für WAGO 2006-13..., orange	5	0,57 €	2,85 €
69	WAGO 2006-1301	3-Leiter-Durchgangsklemme 41A 0,5-6,0mm² gr	3	1,90 €	5,70 €
70	WAGO 2006-1304	3-Leiter-Durchgangsklemme 41A 0,5-6,0mm² bl	3	1,85 €	5,55 €
71	WAGO 2006-403	Kammbrücke 3-fach für WAGO 2006-xxxx	3	0,96 €	2,88 €
72	WAGO 2006-402	Kammbrücke 2-fach für WAGO 2006-xxxx	3	0,48 €	1,44 €
73	AK 671	IDE-Kabel, 40-pol., flach	1	1,00 €	1,00 €
74	SOLAR 1X4 25 H07RN F525 10M	Photovoltaik Leitung 1x4 mm², 25m	1	33,25 €	33,25 €
75		Gummi-Schlauchleitung, 5x2,5mm², 10m-Ring	1	30,85 €	30,85 €
76	H07VK 2,5-25BL	25m Schalt-/Steuerlitz	1	10,10 €	10,10 €
77	H07VK 2,5-10GG	25m Schalt-/Steuerlitz	1	3,95 €	3,95 €
78	H07VK 2,5-25SW	25m Schalt-/Steuerlitz	1	10,10 €	10,10 €
79	EA EDIP-	Intelligentes TFT-	1	348,10 €	348,10 €

	TFT70ATP	Grafikdisplay 7,0", Touch Panel			
80	EA 0FP801-70SW	Einbaublende (Frontpanel) für eDIPTFT70	1	38,95 €	38,95 €
81	WL FOLIE 404 11	Wärmeleitfolie doppelseitig klebend, 100x100mm	1	10,50 €	10,50 €
82	SI 4018	Silikon-Isolierfolie, 200x200x0,18mm	1	13,20 €	13,20 €
83	RAFI 107.205	Taster, Schließer, 24V, 0,1A, Ø9,1mm, weiß	1	2,05 €	2,05 €
84	RAFI 107.301	Taster, Schließer, 24V, 0,1A, Ø9,1mm, rot	1	2,05 €	2,05 €
85	RAFI 107.507	Taster, Schließer, 24V, 0,1A, Ø9,1mm, grün	1	2,05 €	2,05 €
86		Versand	1	11,20 €	11,20 €
		inkl. MwSt			<b><u>590,86 €</u></b>
				<b>Gesamt:</b>	<b><u>2.263,33 €</u></b>

## Anlage N: Angebot Isolationswächter

Dipl. Ing. Helmut Wenglorz GmbH



An  
Hochschule Mittweida, z. H. Herrn Machate  
Fakultät Elektro- + Informationstechnik  
Technikumplatz 17  
D- 09648 Mittweida  
Phone (+49) 03727 58 - 1603  
Fax (+49) 03727 58 -  
E-Mail  
Homepage

From  
Dipl. Ing. Helmut Wenglorz GmbH  
Markus Urban  
Witzlebenstr. 15  
D- 45472 Mülheim an der Ruhr / Germany  
Telefon (+49) 0208 3195 - 1  
Fax (+49) 0208 3195 - 6  
E-Mail [muelheim@wenglorz.de](mailto:muelheim@wenglorz.de)  
Homep. [www.wenglorz.de](http://www.wenglorz.de)

**Ihre Anfrage** E-mail v. 19.04.2014  
**Unser Angebot** 1404 - 23 / 02

23.04.2014

Sehr geehrte Damen und Herren,

wir danken für Ihr Interesse an unseren ISO-Wächtern und bieten an

**ISO - Wächter nach VDE-DIN-EN-IEC****AC/DC-ISO-Wächter Type ISO 7001 / 7**

- > zur Überwachung von Drehstromnetzen mit galvanisch verbundenen Gleichstromverbrauchern;  
AC- und DC-System werden mit gleicher Ansprechempfindlichkeit überwacht.
- > Art-Nr 116 102 00
- > UN < = 690 VAC, 40-60 Hz
- > UH = 230 VAC, 40-60 Hz
- > RAN = 10 - 440 kOhm, werksmäßig abgeglichen auf 50 kOhm
- > CE = 1 - 20 myF, werksmäßig abgeglichen auf 1 myF
- > Ausgang 1 Wechsler

Im Übrigen gemäß Anlage = Datenblatt

**Kommerzielle Bedingungen**

Preise 820,00 € / Stck  
Lieferzeit ab Lager, Zwischenverkauf vorbehalten, max 1 Woche  
Preisstellung EXW, zzgl. Fracht Verpackung Versicherung  
Zahlung 10 Tage 2 %, 30 Tage netto  
Ursprungsland BRD, D- 45472 Mülheim an der Ruhr  
Lieferbedingungen Deutsche Elektroindustrie (ZVEI)  
Angebotsgültigkeit 31.12.2014

Wir haben vorausgesetzt, daß das 20 kHz - System vom vorgeschalteten System galvanisch getrennt ist.

Mit freundlichen Grüßen  
gez Markus Urban

**Product Line Devices**

ISO-Wächter, Sicherungs- / Asymmetriewächter, Strom- / Spannungswächter, Bremsgeräte  
Drehzahlwächter- / Stillstandswächter, Frequenz-Steuerungswächter für SL-Motore, Stromversorgungen  
Nockenschaltwerke, Positioniersteuerungen, Gleichlaufsteuerungen, Wegabhängige Sondersteuerungen  
Numerische Positionsanzeigen, Zeitbezogene Digitalanzeigen, Inkrementalgeber, Absolutgeber, Sensoren

**Product Line POSI**

[illegible]

---

# Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und nur unter Verwendung der angegebenen Literatur und Hilfsmittel angefertigt habe.

Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht.

Diese Arbeit wurde in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt.

Mittweida, den 24. Juni 2014

Marcel Machate